

Rafael Gomes Faust

**CONVERTOR FLYBACK MODULAR CONECTADO EM  
SÉRIE NA ENTRADA E SÉRIE NA SAÍDA OPERANDO NO  
MODO DESCONTÍNUO COM PULSO ÚNICO DE COMANDO**

Dissertação submetida ao  
Programa de Pós-Graduação da  
Universidade Federal de Santa  
Catarina para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Telles Brunelli Lazzarin  
Coorientador: Prof. Dr. Ivo Barbi

Florianópolis  
2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Faust, Rafael Gomes

CONVERSOR FLYBACK MODULAR CONECTADO EM SÉRIE NA ENTRADA  
E SÉRIE NA SAÍDA OPERANDO NO MODO DESCONTÍNUO COM PULSO  
ÚNICO DE COMANDO / Rafael Gomes Faust ; orientador, Telles  
Brunelli Lazzarin ; coorientador, Ivo Barbi. -  
Florianópolis, SC, 2014.

173 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Flyback. 3. Conversão CC-CC  
Modular. 4. Alta tensão. 5. Conversores isolados. I.  
Lazzarin, Telles Brunelli . II. Barbi, Ivo . III.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Rafael Gomes Faust

**CONVERSOR FLYBACK MODULAR CONECTADO EM  
SÉRIE NA ENTRADA E SÉRIE NA SAÍDA OPERANDO NO  
MODO DESCONTÍNUO COM PULSO ÚNICO DE COMANDO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 29 de agosto de 2014

---

Prof. Carlos Galup Montoro Dr.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing  
Coorientador  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Gierri Waltrich, Dr  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr  
Universidade Federal de Santa Catarina

---

Prof. Romeu Hausmann, Dr  
Universidade de Blumenau



Aos meus pais Gregório e Rosana,  
Aos meus padrinhos Rodinei e Rosângela,  
Aos meus irmãos Rodrigo e Fernanda  
À minha avó Lori,  
À minha amada noiva Letícia,  
Eu dedico este trabalho.



## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar eu gostaria de agradecer ao Professor Ivo Barbi, meu coorientador, que teve um papel fundamental neste trabalho e na minha formação pessoal e profissional. Ele esteve presente em todos os momentos desta pesquisa, me dando suporte e me mostrando novos caminhos. Agradeço ainda ao meu orientador Prof. Telles B. Lazzarin, pela ajuda e suporte durante a finalização deste trabalho.

Aos professores Gierri Waltrich, Roberto F. Coelho e Romeu Hausmann por aceitarem o convite de participar da banca e pelas correções feitas neste trabalho, que ajudaram a melhorar a qualidade deste trabalho.

Aos professores do INEP, Denizar C. Martins, V. Kassick, Marcelo L. Heldwein, Arnaldo J. Perin, Samir Mussa, pelos ensinamentos durante as disciplinas de mestrado.

Agradeço os meus colegas de mestrado, André Andreta, Delvanei G. Bandeira Jr., Jefferson W. Zanotti, Marcos J. Jacoboski, Rafael H. Eckstein, Rodrigo J. Piontkewicz e Rômulo Schweitzer pela amizade, momentos de descontração e pelos conhecimentos compartilhados, que com certeza ajudaram muito em minha formação.

Agradeço pela amizade e o esforço do doutorando Eduardo Valmir de Souza que com sua experiência, paciência me auxiliaram na construção e nos testes do protótipo deste trabalho.

À exemplar equipe técnica do INEP Antônio Luiz S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho. Aos demais funcionários do instituto Diogo e Carina.

Agradeço Márcio Silveira Ortmann, Gabriel Macedo e minha irmã Fernanda G. Faust que tornaram a minha estadia em Florianópolis mais agradável.

Agradeço especialmente a minha família, por todo apoio e incentivo. Em especial, ao meu pai Gregório C. Faust, minha mãe Rosana G. Faust, meu irmão Rodrigo G. Faust, minha madrinha Rosângela de M. Gomes e minha avó Lori.

À minha noiva, Letícia de O. May, pelo amor, carinho e por tornar a minha vida mais feliz desde que entrou nela.

Finalmente, agradeço ao povo brasileiro, que com seu trabalho e impostos, permitiu o financiamento integral das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento desta dissertação.





Se não puder se destacar pelo talento, vença pelo  
esforço.

(Dave Weinbaun)



## RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova estrutura de conversor CC-CC unidirecional, modular, adequado às aplicações em alta tensão e alta potência. Esta nova estrutura é gerada por meio da associação de conversores Flyback em modo descontinuo. As principais características do conversor proposto são: esforços de tensão reduzidos nos componentes, construção com base em um conversor já consolidado, isolamento em alta frequência. A metodologia de projeto é apresentada envolvendo a parte de eletrônica de potência e também o controle do conversor. Para validar a parte teórica um protótipo de 3 kW com tensão de entrada de 600 V foi construído e avaliado experimentalmente. Os resultados experimentais confirmam o funcionamento do conversor, evidenciando as suas características e vantagens.

**Palavras-chave:** Flyback, Conversão CC-CC, alta tensão, conversores isolados.



## ABSTRACT

This paper presents a new structure of unidirectional converter, DC-DC modular, suitable for applications in high voltage and high power. This new structure is generated by associating Flyback converters in discontinuous mode. The main characteristics of the proposed converter are reduced voltage stress on the components, construction based on an established converter and high frequency isolation. The desing methodology is presented involving the part of the power electronics and also the converter control. For validating the theory, a prototype of 3 kW with 600 V input voltage was constructed and experimentally evalvated. The experimental results confirm the operation of the converter, highlighting their features and advantages.

**Keywords:** Flyback, DC-DC converter, high voltage, isolated converters.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Faixa de operação dos interruptores.....	34
Figura 2.2 – Possíveis conexões para os conversores CC-CC de duas portas: (a) Paralelo-paralelo (b) Paralelo-Série (c) Série-Paralelo (d) Série-Série [7]. .....	35
Figura 2.3 – Controle para conversores conectados em série [11]. .....	36
Figura 2.4 – Braço de um conversor com (a) dois níveis (b) três níveis e (c) n níveis [12]. .....	37
Figura 2.5 – a) Braço de inversor NPC multinível [13]. .....	38
Figura 2.6 – Célula genérica multinível em tensão [13]. .....	38
Figura 2.7 – Estrutura de potência proposta. ....	39
Figura 3.1 – Conversor Flyback. ....	40
Figura 3.2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Flyback em DCM. ....	41
Figura 3.3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor Flyback em DCM. ....	41
Figura 3.4 – Terceira etapa de funcionamento do conversor Flyback em DCM. ....	42
Figura 3.5 – Forma de onda das principais grandezas envolvidas. ....	42
Figura 3.6 – Curva característica de saída do conversor Flyback. ....	46
Figura 3.7 – Circuito equivalente do conversor com <i>snubber</i> não dissipativo. ....	49
Figura 3.8 – Circuito equivalente do conversor com <i>snubber</i> não dissipativo. ....	49
Figura 3.9 – Primeira etapa de operação. ....	50
Figura 3.10 – Segunda etapa de operação. ....	51
Figura 3.11 – Terceira etapa de operação.....	51
Figura 3.12 – Quarta etapa de operação. ....	53
Figura 3.13 – Quinta etapa de operação. ....	54
Figura 3.14 – Sexta etapa de operação. ....	54
Figura 3.15 – Forma de onda das principais grandezas do conversor Flyback DCM com circuito <i>snubber</i> regenerativo. ....	55
Figura 4.1 – conversores CC-CC conectados em série-série.....	56
Figura 4.2 – Circuito equivalente da conexão série-série vista da saída. ....	58
Figura 4.3 – Conversor Flyback conectado em série. ....	60
Figura 4.4 – Conversor Flyback de dois interruptores conectado em série. ....	61
Figura 4.5 – Destaque da entrada do conjunto de conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	62

Figura 4.6 – Entrada do conjunto de conversores e a forma de onda da corrente de entrada de cada conversor. ....	62
Figura 4.7 – Destaque da entrada do conjunto de “n” conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	66
Figura 4.8 – Destaque da saída do conjunto de conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	67
Figura 4.9 – Saída do conjunto de conversores e a forma de onda da corrente de entrada de cada conversor. ....	67
Figura 4.10 – Variação porcentual da tensão de saída em relação a variação de $L_m$ (linha contínua) e em relação ao ponto de operação de D (linha tracejado). ....	70
Figura 4.11 – Destaque da saída do conjunto de “n” conversores Flyback em DCM conectado em série. ....	71
Figura 4.12 – Variação porcentual da tensão de saída em relação a variação de $L_m$ para “n” conversores conectados em série. ....	73
Figura 4.13 – Variação porcentual da tensão de saída em relação a variação do ponto de operação da razão cíclica para “n” conversores conectados em série. ....	73
Figura 4.14 – Esquemático da análise de equilíbrio da conexão série de dois conversores Flyback. ....	76
Figura 4.15 – Entrada do conversor Flyback conectado em série. ....	78
Figura 4.16 – Entrada do conversor Flyback conectado em série idealizando. ....	79
Figura 4.17 – Diagrama de bloco da representação da entrada do conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	80
Figura 4.18 – Esquemático da análise do equilíbrio da saída da conexão série de dois conversores Flyback. ....	82
Figura 4.19 – Variação da corrente de desequilíbrio em relação à variação da tensão de saída. ....	84
Figura 4.20 – Saída do conversor Flyback conectado em série idealizando. ....	86
Figura 4.21 – Diagrama de bloco da representação da saída do conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	87
Figura 4.22 – Esquemático da análise de equilíbrio da conexão série de dois conversores Flyback. ....	88
Figura 4.23 – Diagrama de bloco da representação da entrada do conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	93
Figura 4.24 – Saída do conversor Flyback conectado em série idealizado. ....	99
Figura 4.25 – Diagrama de bloco da representação da saída do conversor Flyback em DCM conectado em série. ....	100



Figura 4.26 – Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de entrada dos conversores Flyback em CCM.....	103
Figura 4.27 - Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de saída dos conversores Flyback em CCM. .....	103
Figura 4.28 - Comportamento das tensões de entrada e de saída dos conversores Flyback em CCM com desequilíbrio nas tensões.....	104
Figura 4.29 - Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de entrada dos conversores Flyback em DCM.....	104
Figura 4.30 - Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de saída dos conversores Flyback em DCM. .....	105
Figura 4.31 - Comportamento das tensões de entrada e de saída dos conversores Flyback em DCM com desequilíbrio inicial entre as tensões.....	105
Figura 5.1 - Conversor Flyback.....	106
Figura 5.2 – Forma de onda das principais grandezas envolvidas. ....	107
Figura 5.3 – Modelo equivalente do transistor ativo.....	110
Figura 5.4 – Modelo equivalente do interruptor passivo.....	111
Figura 5.5 – Modelo equivalente do conversor Flyback operando MCD representado pelo modelo de resistência sem perda.....	111
Figura 5.6 – Modelo equivalente do conversor Flyback operando MCD para pequenos sinais.....	113
Figura 5.7 – Modelo de pequenos sinais do conversor Flyback obtido pela inclusão do modelo de pequenos sinais das duas chave no circuito original. ....	116
Figura 5.8 – Modelo de pequenos sinais para baixas frequências obtidas desprezando a indutância $L_m$ . ....	116
Figura 5.9 – Resposta dinâmica da tensão de saída para uma perturbação na razão cíclica. ....	117
Figura 5.10 - Conversor Flyback.....	118
Figura 5.11 – Modelo equivalente do conversor Flyback operando MCD para pequenos sinais.....	120
Figura 5.12 – Resposta dinâmica da tensão de saída para uma perturbação na razão cíclica no conjunto de conversores.....	124
Figura 6.1 – Circuito elétrico básico do conjunto de conversores.....	125
Figura 6.2 – Circuito elétrico básico do conjunto de conversores.....	126
Figura 6.3 - Diagrama de blocos do circuito de controle. ....	134
Figura 6.4 – Medidor de tensão da saída do conversor. ....	135

Figura 6.5 – Arquitetura de controle.....	136
Figura 6.6 – Produção dos pulsos PWM.....	137
Figura 6.7 – Diagrama de bode de malha aberta.....	139
Figura 7.1 – Esquemático do circuito de potência. ....	142
Figura 7.2 – Esquemático do circuito de comando.....	143
Figura 7.3 – Esquemático do circuito de controle.....	144
Figura 7.4 – Imagem do protótipo implementado.....	145
Figura 7.5 - Formas de ondas das tensões de entrada dos conversores Flyback conectados em série e operando na potência nominal (experimental). ....	147
Figura 7.6- Formas de ondas das tensões de saída dos conversores Flyback conectados em série e operando na potência nominal (experimental). ....	148
Figura 7.7 – Formas de ondas das tensões sobre os interruptores ativos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental). ....	149
Figura 7.8 - Formas de ondas das correntes nos interruptores ativos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental). ....	150
Figura 7.9 - Formas de ondas das correntes nos enrolamentos primário dos transformadores dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental). ....	151
Figura 7.10 - Formas de ondas das tensões sobre os interruptores passivos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental). ....	152
Figura 7.11 - Formas de ondas das correntes nos interruptores passivos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental). ....	152
Figura 7.12 - Degrau de carga de 100 para 76,5% da potência nominal de operação do conversor.....	154
Figura 7.13 – Resposta ao degraude carga de 76,5 para 100% da potência nominal. ....	154
Figura 7.14 – Simulação do degraude carga de 100 para 76,5% da potência nominal de operação do conversor. ....	155
Figura 7.15 – Simulação do degraude carga de 76,5 para 100% da potência nominal.....	155
Figura 7.16 - Rendimento do conjunto de conversores conectados em série em função da potência de saída. ....	156

## LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1- Parâmetros utilizados para simulação comprobatória do modelo linearizado. ....	117
Tabela 5.2- Parâmetros utilizados para simulação comprobatória do modelo linearizado do conjunto de conversores. ....	123
Tabela 6.1- Especificação do conjunto de conversores Flyback. ....	125
Tabela 6.2- Especificação de um conversor Flyback .....	126
Tabela 6.3- Especificações para o dimensionamento dos transformadores. ....	127
Tabela 6.4- Especificações de projeto dos transformadores. ....	128
Tabela 6.5- Informação dos transformadores confeccionados. ....	128
Tabela 6.6- Especificações do capacitor eletrolítico .....	130
Tabela 6.7- Especificação de projeto dos indutores. ....	131
Tabela 6.8- Informação dos indutores confeccionados. ....	131
Tabela 6.9- Especificações do MOSFET. ....	132
Tabela 6.10- Especificações do diodo. ....	132
Tabela 6.11- Grandezas simuladas .....	133
Tabela 7.1 – Lista de componentes utilizado no circuito de potência. ....	141
Tabela 7.2 – Lista de componentes utilizado no circuito de comando. ....	141
Tabela 7.3 – Lista de componentes utilizado no circuito de controle. ....	141
Tabela 7.4 – Valores obtidos na medição das grandezas analisadas nos testes em regime permanente, com o conjunto operando na máxima potência. ....	146
Tabela 7.5 – Valores obtidos em simulação, considerando as diferenças entre os conversores. ....	146
Tabela 7.6 – Diferença percentual entre as tensões de entrada dos conversores, em relação aos valores nominais. ....	148
Tabela 7.7 – Diferença percentual entre as tensões de saída dos conversores, em relação aos valores nominais. ....	148



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SIGLAS	SIGNIFICADO
AWG	American Wire Gage
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	Modo de condução contínua ( <i>Continuous Conduction Mode</i> )
CI	Circuito Integrado
DCM	Modo de condução descontínua ( <i>Discontinuous Conduction Mode</i> )
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
NPC -	Neutral Point Clamped
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PI	Controlador Proporcional Integral
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta V_{Cs}$	Variação máxima do sobre sinal estabelecida ao interruptor ativo
$\Delta V_{in}$	Variação da tensão de entrada do conversor
$\Delta V_o$	Variação da tensão de saída do conversor
$\eta$	Rendimento do conversor
$a$	Relação de transformação do transformador
$D$	Razão cíclica
$\hat{d}$	Perturbação sobre o valor quiescente da razão cíclica do interruptor ativo
$E_d$	Energia acumulada na indutância de dispersão $L_d$ ;
$f_s$	Frequência de comutação
$G$	Ganho estático do conjunto de conversores
$G_n$	Ganho estático do conversor.
$I_{ci}$	Corrente no capacitor de entrada
$I_{co}$	Corrente no capacitor de saída
$I_D$	Corrente média no interruptor passivo
$I_{dp}$	Corrente de pico do secundário do transformado
$I_i$	Corrente fornecida pela fonte de alimentação
$I_{in}$	Corrente de entrada do conversor
$I_{ip}$	Corrente de pico do primário do transformador
$I_o$	Corrente de saída do conjunto de conversores
$I_{on}$	Corrente de saída do conversor
$I_S$	Corrente média do interruptor ativo
$I_{Sp}$	Corrente de pico do interruptor ativo
$I_x$	Corrente de desequilíbrio na entrada
$I_{x(n-1)n}$	Corrente média de desequilíbrio da entrada
$I_y$	Corrente de desequilíbrio na saída

$I_{y(n-1)n}$	Corrente média de desequilíbrio da saída
$\hat{i}_D$	Perturbação sobre valor quiescente da corrente média do interruptor passivo
$\hat{i}_S$	Perturbação sobre valor quiescente da corrente média do interruptor ativo
$L_d$	Indutância de dispersão vista do lado primário do transformador
$L_m$	Indutância magnetizante vista do lado primário do transformador
$NC$	Número de conversores conectados em série
$N_p$	Número de espiras no primário do transformador
$N_s$	Número de espiras no secundário do transformador
$P_i$	Potência fornecida ao conjunto de conversores
$P_{in}$	Potência fornecida ao conversor
$P_o$	Potência consumida pela carga
$P_{on}$	Potência fornecida pelo conversor;
$R_o$	Resistência da carga
$R_{on}$	Resistência da carga vista pela saída de cada conversor pertencente ao conjunto
$t_1$	Tempo de condução do interruptor ativo
$t_2$	Tempo de desmagnetização do transformador
$T_s$	Período de comutação;
$V_D$	Tensão média do interruptor passivo
$V_{ds}$	Tensão de pico da dente de serra
$V_i$	Tensão de entrada do conjunto de conversores
$V_{in}$	Tensão de entrada do conversor
$V_o$	Tensão de saída do conjunto de conversores
$V_{omax}$	Tensão de saída máxima do conversor
$V_{omin}$	Tensão de saída mínima do conversor



$V_{on}$	Tensão de saída do conversor
$V_{Sn}$	Tensão média do interruptor ativo
$V_{Sp}$	Tensão de pico sobre o interruptor ativo
$\widehat{v_D}$	Perturbação sobre valor quiescente da tensão média do interruptor passivo
$\widehat{v_S}$	Perturbação sobre valor quiescente da tensão média do interruptor ativo



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>31</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRAFICA .....</b>	<b>33</b>
2.1	TOPOLOGIA DE CONVERSORES CC-CC PARA ALTA TENSÃO ....	34
2.1.1	Associação de Conversores.....	34
2.1.2	Associação de Célula de Comutação (Conversores Multiníveis) .....	36
2.2	CONVERSOR PROPOSTO .....	39
<b>3</b>	<b>CONVERSOR FLYBACK .....</b>	<b>40</b>
3.1	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FLYBACK EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO.....	41
3.2	ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR FLYBACK EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO .....	43
3.2.1	Determinação da Ondulação da Tensão de Saída .....	46
3.3	CONVERSOR FLYBACK DCM COM SNUBBER NÃO DISSIPATIVO .....	48
3.3.1	Análise da Comutação .....	49
<b>4</b>	<b>CONVERSORES CC-CC CONECTADOS EM SÉRIE-SÉRIE .....</b>	<b>56</b>
4.1	CONEXÃO SÉRIE DE CONVERSORES FLYBACK EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA .....	58
4.1.1	Tensão e Corrente de Entradas em Dois Conversores Flyback Conectados em Série.....	61
4.1.2	Tensão e Corrente de Entradas em “ $n$ ” Conversores Flyback Conectados em Série.....	64
4.1.3	Tensão de Saída em Dois Conversores Flyback em DCM Conectados em Série.....	67
4.1.4	Tensão de Saída em “ $n$ ” Conversores Flyback em DCM Conectados em Série.....	71
4.1.5	Análise do Ganho Estático da Conexão Série Entre Dois Conversores Flyback em DCM.....	74
4.1.6	Análise do Ganho Estático da Conexão Série Entre “ $n$ ” Conversores Flyback em DCM.....	75
4.1.7	Análise da Dinâmica do Equilíbrio das Tensões de Entrada e da Saída da Conexão Série Entre Dois Conversores Flyback em DCM .....	76

4.1.7.1	Análise do equilíbrio das tensões de entrada de conversores Flyback em DCM conectados em série .....	77
4.1.7.2	Análise do equilíbrio das tensões de saída de dois conversores Flyback em DCM conectados em série .....	80
4.1.8	Equilíbrio das Tensões de Entrada e de Saída para “ <i>n</i> ” Conversores Conectados em Série.....	87
4.1.8.1	Equilíbrio das tensões de entrada dos conversores Flyback em DCM conectados em série.....	88
4.1.8.2	Análise do equilíbrio das tensões de saída de conversores Flyback em DCM conectados em série .....	93
4.1.9	Análise do Equilíbrio da Tensão de Entrada e da Saída do Conversor Flyback em CCM Conectado em Série .....	100
<b>5</b>	<b>MODELAGEM DO CONVERSOR FLYBACK OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....</b>	<b>106</b>
5.1	MODELO DO VALOR MÉDIO DOS INTERRUPTORES .....	106
5.1.1	Construção do Circuito Equivalente .....	110
5.2	MODELO DE PEQUENOS SINAIS .....	112
5.3	MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA O CONJUNTO DE CONVERSORES FLYBACK CONECTADO EM SÉRIE .....	118
<b>6</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE CONVERORES FLYBACK EM DCM.....</b>	<b>125</b>
6.1	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA DO CONJUNTO .....	125
6.1.1	Dimensionamento dos Transformadores .....	127
6.1.2	Dimensionamento Capacitores de Entrada e Saída .....	128
6.1.3	Dimensionamento do Circuito <i>Snubber</i> .....	130
6.1.4	Dimensionamento dos Semicondutores de Potência .....	131
6.1.5	Dimensionamento Térmico .....	133
6.2	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE CONTROLE DO CONJUNTO .....	134
6.2.1	Circuito Integrado UC3525 .....	134
6.2.2	Medição da Tensão de Saída .....	135
6.2.3	Circuito de Comando.....	136
6.2.4	Dimensionamento do Compensador de Tensão.....	136
<b>7</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>140</b>
7.1	PROTÓTIPO IMPLEMENTADO.....	140

7.2	RESULTADOS DOS TESTES EM REGIME PERMANENTE DO CONVERTOR FLYBACK DCM CONECTADO EM SÉRIE.....	145
7.3	RESULTADOS DOS TESTES TRANSITÓRIOS DO CONVERTOR FLYBACK DCM CONECTADO EM SÉRIE .....	153
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>158</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>161</b>
	<b>APENDICE A – PROJETO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS .....</b>	<b>165</b>



## 1 INTRODUÇÃO

O consumo mundial de energia elétrica está em crescimento e, com isto, também aumenta a preocupação com o meio ambiente, de onde é extraído todas formas de geração de energia elétrica. Esse contexto tem feito com que surjam novas propostas de geração, transmissão, distribuição e utilização da energia elétrica. No campo da transmissão e da distribuição de energia, o estudo e discussão sobre o uso de corrente contínua se torna cada vez mais constante, pois, em comparação a transmissão em corrente alternada esta possui as seguintes vantagens:

- Permite interligação de sistemas distintos utilizando apenas características de ajuste de potência;
- Evita fluxos indesejáveis que ocorrem em linhas de transmissão de corrente alternada;
- Apresenta menor custo de implementação.

A principal desvantagem do sistema em corrente contínua advém da necessidade de utilizar conversores eletrônicos para fazer a conexão entre dois barramentos CC distintos.

A tecnologia dos semicondutores e a eletrônica de potência vêm evoluindo constantemente e as aplicações que no passado não eram possíveis se tornam cada dia mais viáveis. Os conversores CC-CC tornam possíveis as conexões entre sistemas de transmissão e/ou distribuição em corrente contínua, adequando os níveis de tensão e controlando o fluxo de potência. Porém, as topologias convencionais de conversores CC-CC não são adequadas para os elevados níveis de tensão envolvidos nesses tipos de sistema.

Para as aplicações descritas, torna-se interessante o desenvolvimento de sistemas CC-CC modulares que empreguem a associação em série de conversores e que permitam a operação em alta tensão na entrada e/ou na saída, além de fazer uso de elementos ativos e passivos de baixa tensão. Para esse tipo de conexão a topologia de conversores Flyback (conversor Buck-Boost isolado) surge como uma opção atraente, pois é uma topologia isolada e as tensões de entrada e de saída dos conversores conectados em série são naturalmente equilibradas, quando operam no modo de condução descontínuo.

O texto desta dissertação iniciará a partir de uma pesquisa bibliográfica sobre as topologias propostas e utilizadas para trabalhar com conversores CC-CC de alta tensão na entrada e na saída. Após essa etapa, será realizada uma revisão sobre o conversor Flyback e sobre a ligação em série de conversores.

Posteriormente, será analisada a conexão em série do conversor Flyback, na qual será apresentada uma análise de todas as suas etapas de operação, equacionamento, modelo matemático, cálculo dos esforços nos componentes e projeto dos elementos de potência e de controle. Os resultados encontrados serão comprovados via simulação numérica.

Na última etapa do projeto serão descritas as etapas individuais na construção de um protótipo e apresentados os resultados experimentais para a comprovação da proposta, do estudo analítico e da metodologia de projeto.



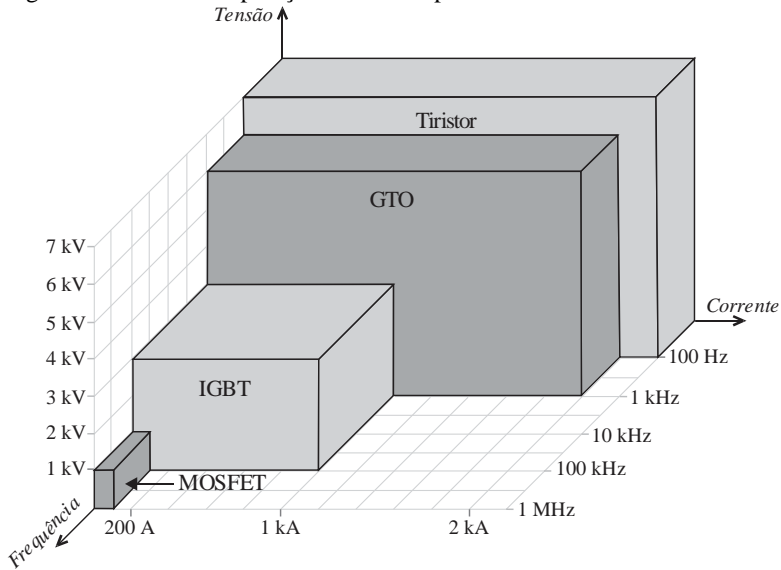
## 2 REVISÃO BIBLIOGRAFICA

Os semicondutores de potência vêm evoluindo constantemente, o que também proporciona a evolução da eletrônica de potência. Atualmente, um dos mais importantes enfoques das pesquisas em eletrônica de potência consiste na busca de semicondutores de potência capazes de conduzir elevadas correntes e suportar grandes valores de tensão quando bloqueados.

Em aplicações de conversores CC-CC de baixa tensão, existe inúmeras soluções consolidadas na literatura. A evolução dos semicondutores faz com que essas soluções sejam mais confiáveis e, melhorem o rendimento dos conversores já existentes. Quando o foco é aplicações de conversores CC-CC de alta tensão, a tecnologia de semicondutores de potência existente no mercado é limitada, de difícil acesso, pouco conhecidas e o custo desses componentes são elevados, em relação aos que suportam tensões menores. É preciso destacar também que os engenheiros preferem empregar componentes bem estabelecidos no mercado, de baixo custo e confiáveis.

A Figura 2.1 apresenta a faixa de operação dos principais semicondutores de potência existentes no mercado. Ao observar a Figura 2.1 percebe-se que os semicondutores que operam em tensões mais elevadas são o Tiristor, GTO e IGBT [1], porém esses componentes são limitados a trabalhar com frequências mais baixas devido às perdas de comutação [2]. Os MOSFETs possuem limites de tensão e corrente menores quando comparado com os Tiristor, GTO e IGBT, porém podem operar em frequências mais elevadas. A operação com frequência elevada faz com que o volume dos componentes passivos (capacitor e indutor) seja reduzido.

Figura 2.1 – Faixa de operação dos interruptores.



## 2.1 TOPOLOGIA DE CONVERSORES CC-CC PARA ALTA TENSÃO

Em aplicações em alta tensão, pode-se utilizar componentes de tensões menores que a tensão total do barramento, desde que se recorra a processos de associação de componentes. Tais procedimentos exigem um projeto cuidadoso e preciso para operação adequada.

Na literatura são apresentadas inúmeras topologias que operam em níveis de tensão elevados. A que apresenta maior confiabilidade é a associação série de conversores estáticos ou associação de células de comutação. Estas duas opções podem garantir um equilíbrio seguro de tensão entre os interruptores das estruturas e/ou uma possibilidade de operação em multinível.

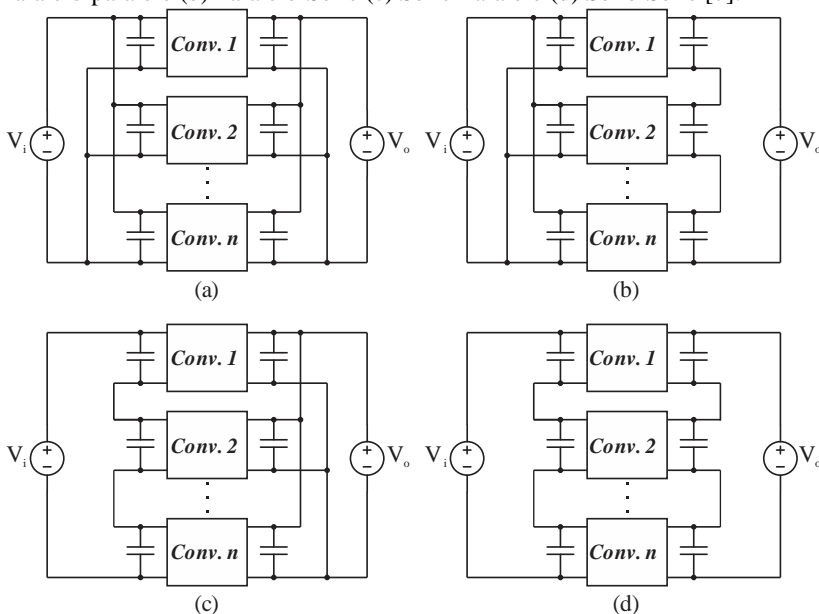
### 2.1.1 Associação de Conversores

A associação série ou paralela consiste na técnica de conectar, em série ou paralelo, conversores de baixa tensão. Esse tipo de associação

pode ser utilizado para conversores com entrada em tensão ou em corrente, conforme abordado em [3] – [9].

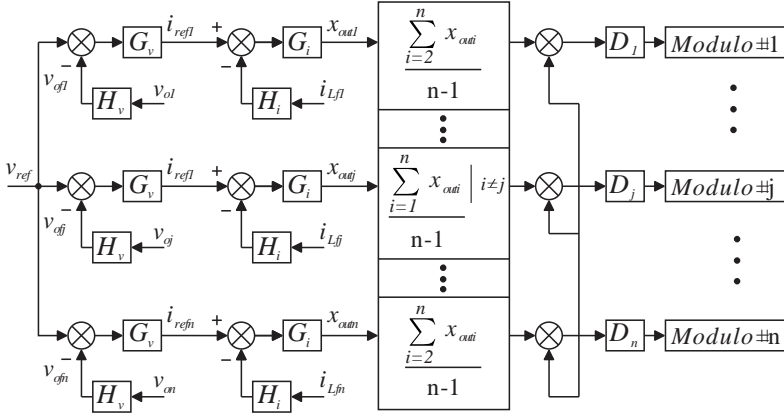
A associação de conversores pode ser feita de quatro maneiras distintas, sendo elas: “paralelo na entrada e paralelo na saída”, “paralelo na entrada e série na saída”, “série na entrada e paralelo na saída” e “série na entrada e série na saída”. A Figura 2.2 apresenta as diversas possibilidades de conexão.

Figura 2.2 – Possíveis conexões para os conversores CC-CC de duas portas: (a) Paralelo-paralelo (b) Paralelo-Série (c) Série-Paralelo (d) Série-Série [7].



As conexões (a), (b) e (c) apresentada na Figura 2.2 encontram-se bem esclarecidas na bibliografia atual, conforme [4], [6], [8] e [9]. A conexão (d) exige, normalmente, sistemas de controle mais complexos e com várias malhas de controle de modo a garantir o equilíbrio da tensão e da potência nos conversores. A Figura 2.3 apresenta o diagrama de blocos para esta solução de controle proposta em [11].

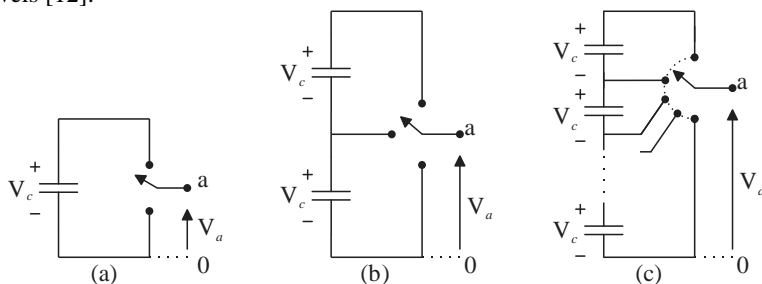
Figura 2.3 – Controle para conversores conectados em série [11].



### 2.1.2 Associação de Célula de Comutação (Conversores Multiníveis)

A associação de células de comutação é outra solução para se trabalhar com elevadas tensões. Essa associação se baseia em uma estrutura de três terminais que representa toda a não-linearidade existente em um conversor estático. O seu funcionamento é baseado na operação complementar de dois interruptores ativos conectados a um ponto comum. Em outras palavras, enquanto um interruptor conduz o outro permanece bloqueado, e vice-versa, conforme [12] e [13]. A Figura 2.4 representa a forma generalizada de um braço dos conversores de multiníveis, na qual se pode observar que o lado contínuo é constituído por uma série de fontes e o braço do conversor por uma série de interruptores. Para obter tensões elevadas na Saida, o estado dos interruptores tem de ser tal que permita a soma das tensões das fontes.

Figura 2.4 – Braço de um conversor com (a) dois níveis (b) três níveis e (c)  $n$  níveis [12].



Na literatura existem inúmeras topologias de conversores multiníveis. Nesse contexto, três se destacaram por serem as mais estudadas e utilizadas. Essas topologias são:

- Conversor com diodos fixos ao ponto neutro (NPC – *Neutral Point Clamped* ou *Diode Clamped Converter*)
- Conversor de ponto flutuante (*Flying Capacitor Converter*)

A Figura 2.5 apresenta a topologia NPC. Essa topologia foi introduzida em 1981 por *Nabae* [14] e *Baker* [15], na qual é apresentado um conversor genérico de “ $n$ ” níveis. A desvantagem dessa topologia é que os diodos de fixação tem que ser de recuperação rápida e suportar o valor eficaz da corrente do conversor. Em topologias com mais de três níveis o diodo de grampeamento não bloqueia os mesmos níveis de tensão, sendo necessário utilizar diodos diferentes ou fazer associação série de diodos. As tensões nos terminais dos capacitores precisam ser estáveis e equilibradas, independentemente do ponto de funcionamento. Isso implica esforço adicional ao controle do conversor e aumento da complexidade.

A Figura 2.6 apresenta a topologia de pontos flutuantes que foi apresentada e desenvolvida ao longo da década de 90, tendo início no trabalho apresentado por *Meynard* e *Foch* em 1992 [16]. Nessa topologia, os diodos de grampeamento da topologia NPC foram substituídos por capacitores, com a função semelhante de fixar a tensão de bloqueio dos interruptores. Assim, elimina-se os problemas associados aos diodos de fixação, como a corrente de recuperação reversa. Com essa substituição o número de capacitores utilizados nesta topologia é maior, quando comparado com a topologia NPC, o que aumenta o custo e a complexidade do controle. Outra desvantagem

dessa topologia é a necessidade de fazer a carga dos capacitores flutuantes antes do funcionamento do conversor.

Figura 2.5 – a) Braço de inversor NPC multinível [13].

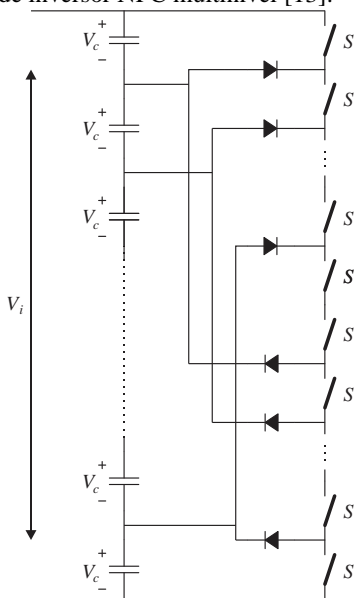
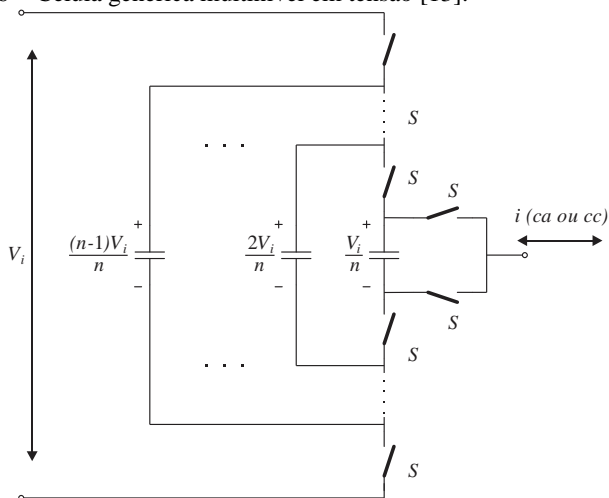


Figura 2.6 – Célula genérica multinível em tensão [13].

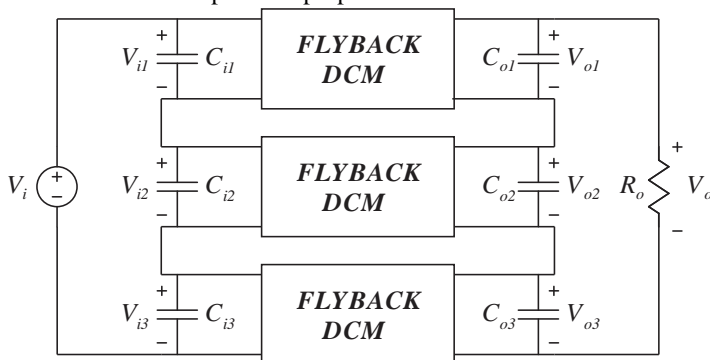


## 2.2 CONVERSOR PROPOSTO

A proposta deste trabalho consiste em desenvolver um conversor CC-CC modular de alta tensão na entrada e na saída, baseado na associação em série de conversores. Parra essa conexão, optou-se por utilizar o conversor Flyback operando em DCM, conforme exemplificado na Figura 2.7.

Como já mencionado, a conexão série permite que o conjunto opere com tensões elevada utilizando elementos ativos e passivos de baixa tensão. Entretanto, o sistema de controle se torna mais complexos e com maior número de malhas de controle, de modo a garantir o equilíbrio da tensão e da potência nos conversores. Um dos atributos da conexão série-série baseado em conversores Flyback em DCM é que a estrutura possui uma dinâmica natural de equilíbrio das tensões de entrada e saída. Tal característica simplifica o sistema de controle da estrutura. Outra vantagem que pode ser citada é o fator a ser uma topologia naturalmente isolada.

Figura 2.7 – Estrutura de potência proposta.



### 3 CONVERSOR FLYBACK

A topologia Flyback, Figura 3.1, é a forma isolada da topologia Buck-Boost [18]. As duas topologias são conversores CC-CC de acumulação indutiva, que possibilita a transferência de energia entre duas fontes com característica de fonte de tensão.

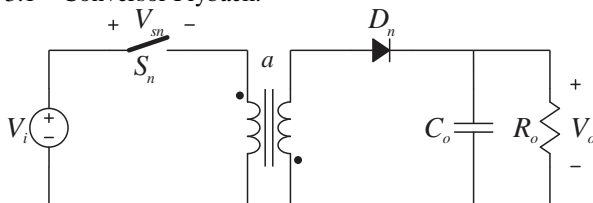
Na topologia Buck-Boost um indutor é utilizado como elemento de acumulação de energia. Já na topologia Flyback a transferência de energia entre a fonte e a carga é realizada através de um transformador, sendo que a indutância magnetizante do transformador atua como o elemento armazenador de energia. O transformador do conversor Flyback também proporciona a isolamento entre a entrada e a saída do conversor e adapta a tensão de saída para o valor desejado. Elevando ou abaixando a tensão de entrada para níveis mais próximos à tensão de saída desejada se evita que o conversor opere com razão cíclica próxima da unidade de zero, assim, facilita-se o controle em malha fechada do conversor e evita a saturação do núcleo do transformador.

Para evitar a acumulação excessiva de energia no capacitor de saída e, com isso, que a tensão de saída cresça acima de valores desejados, é necessário que o conversor sempre opere com carga.

Algumas das principais características do conversor Flyback são:

- É um conversor acumulação de energia;
- Possibilita a operação como abaixador ou elevador de tensão;
- Possibilita múltiplas saídas;
- Permite ajustar a razão cíclica de operação através da relação de transformação;
- Fácil de ser estabilizado.
- A saída é isolada da entrada;
- A corrente de saída é descontínua;
- A corrente na entrada é descontínua;

Figura 3.1 – Conversor Flyback.



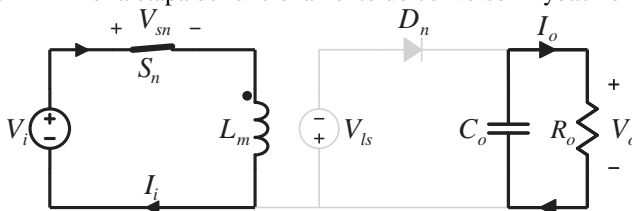


### 3.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR FLYBACK EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

As etapas de funcionamento do conversor Flyback em modo de condução descontínuo são descritas segundo [19].

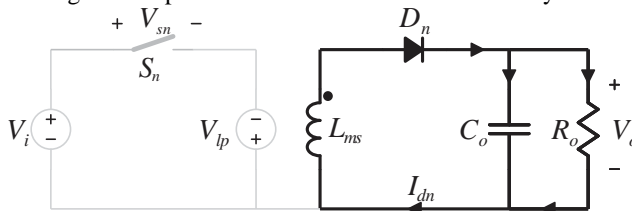
**1ª. Etapa:** Na primeira etapa, ilustrada na Figura 3.2, o interruptor ativo  $S_n$  está fechado e a energia proveniente de  $V_i$  é acumulada em  $L_m$ , indutância magnetizante do transformador. O interruptor passivo  $D_n$  se encontra polarizado reversamente e a carga  $R_o$  é alimentada pelo capacitor  $C_o$ .

Figura 3.2 – Primeira etapa de funcionamento do conversor Flyback em DCM.



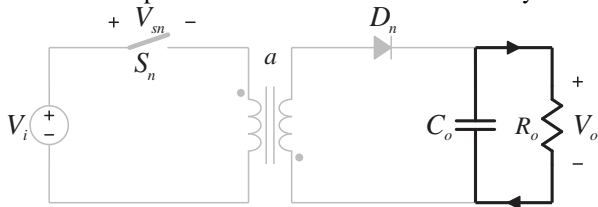
**2ª. Etapa:** Na segunda etapa o interruptor ativo  $S_n$  está bloqueado, a polaridade do transformador se inverte, o que coloca o interruptor passivo  $D$  em condução. A energia acumulada no indutor  $L_m$  é transferida para o capacitor  $C_o$  e para a carga  $R_o$ . Essa etapa é representada na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Segunda etapa de funcionamento do conversor Flyback em DCM.



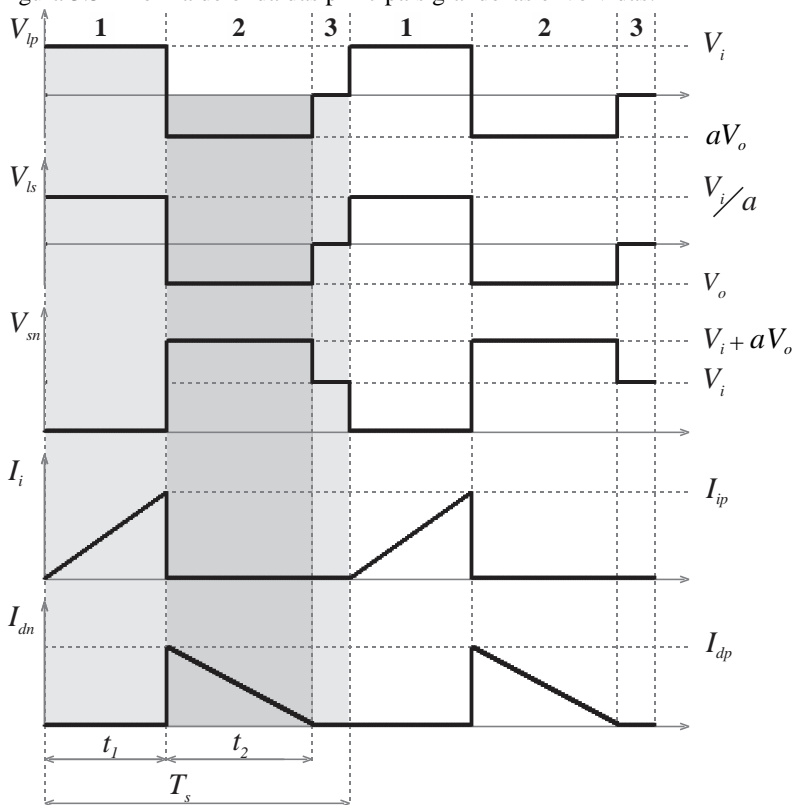
**3ª. Etapa:** Na terceira etapa o interruptor ativo  $S_n$  permanece bloqueado, a energia acumulada no campo magnético do transformador foi transferida por completo para a carga, o interruptor passivo  $D_n$  é bloqueado e a carga  $R_o$  passa a ser alimentada pela energia acumulada no capacitor  $C_o$ , conforme ilustrado na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Terceira etapa de funcionamento do conversor Flyback em DCM.



As formas de onda das principais grandezas envolvidas estão representadas na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Forma de onda das principais grandezas envolvidas.



### 3.2 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR FLYBACK EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

A razão cíclica do conversor é definida em (3.1).

$$D = \frac{t_1}{T_s} \quad (3.1)$$

O valor máximo da corrente que circula pelo interruptor ativo (valor de pico), equivalente à corrente no enrolamento primário do transformador, é calculada de acordo com (3.2).

$$I_{ip} = \frac{V_i}{L_m} D T_s \quad (3.2)$$

O valor de pico da corrente que atravessa o interruptor passivo, equivalente à corrente no enrolamento secundário do transformador, é calculada de acordo com (3.3).

$$I_{dp} = a I_{ip} \quad (3.3)$$

A relação de transformação do transformador é definida por (3.4).

$$a = \frac{N_p}{N_s} \quad (3.4)$$

O valor médio da corrente no interruptor passivo é o mesmo da carga, obtido por meio de (3.5).

$$I_o = \frac{I_{dp} t_2}{2T_s} \quad (3.5)$$

O valor médio da tensão de saída do conversor Flyback é dado por (3.6).

$$V_o = R_o I_o \quad (3.6)$$

Substituindo (3.3) e (3.5) em (3.6), chega-se a (3.7), que representa o valor médio da tensão em relação ao parâmetro de operação do conversor.

$$V_o = R_o a \frac{V_i D t_2}{2L_m} \quad (3.7)$$

Com o conversor operando em regime permanente, o valor médio da tensão aplicado na indutância magnetizante  $L_m$  tem que ser igual à zero. Portanto, a expressão (3.8) precisa ser atendida.

$$V_i D T = a V_o t_2 \quad (3.8)$$

O tempo para que a corrente de desmagnetização do transformador é obtido isolando-se  $t_2$  de (3.8).

$$t_2 = \frac{V_i D T_s}{a V_o} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.9) em (3.7) e fazendo as devidas simplificações matemáticas, obtém-se (3.10), que representa o valor médio da tensão de saída do conversor no modo de condução descontínuo.

$$V_o = V_i D \sqrt{\frac{R_o T_s}{2L_m}} \quad (3.10)$$

O ganho estático do conversor é calculado por (3.11) e a frequência de comutação por (3.12).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (3.11)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.12)$$

O ganho estático do conversor Flyback em DCM é calculado por (3.13), definida ao se substituir (3.11) e (3.12) em (3.10).

$$G = D \sqrt{\frac{R_o}{2f_s L_m}} \quad (3.13)$$

É usual calcular o ganho em relação à corrente de saída, logo, substituindo (3.6) em (3.13) e manipulando matematicamente a expressão resultante, tem-se o ganho em relação à corrente de saída definido em (3.14).

$$G = \frac{D^2 V_i}{2f_s L_m I_o} \quad (3.14)$$

Em (3.15) a corrente de saída é parametrizada.

$$\bar{I}_o = \frac{2I_o f_s L_m}{D V_i} \quad (3.15)$$

O ganho em relação à corrente de saída parametrizada é dado por (3.16).

$$G = \frac{D}{\bar{I}_o} \quad (3.16)$$

A garantia de que o conversor Flyback opere somente em condução descontínua é obtida fazendo a desmagnetização do núcleo do transformador em cada período de comutação. Conforme [18] o ganho estático do conversor em modo de condução contínuo é definido por (3.17).

$$G = a \frac{D}{1 - D} \quad (3.17)$$

Ao igualar (3.16) e (3.17), encontra-se (3.18).

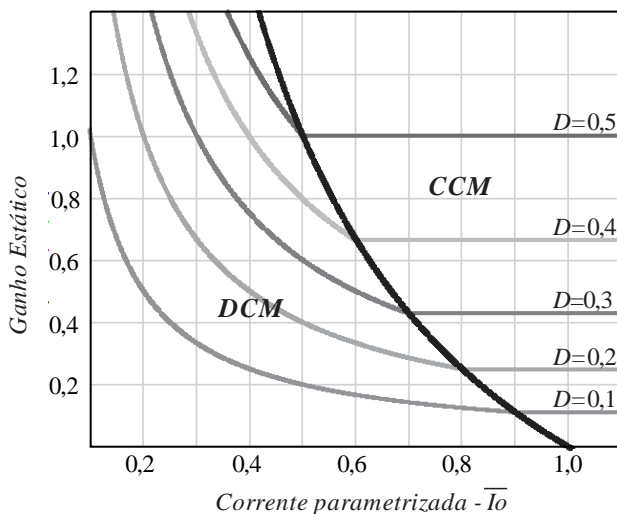
$$a \frac{D}{1 - D} = \frac{D}{\bar{I}_o} \quad (3.18)$$

Ao manipular matematicamente (3.18) chega-se a (3.19). Para garantir a descontinuidade do conversor, a afirmação imposta (3.19) deve ser respeitada.

$$D < 1 - \bar{I}_o \quad (3.19)$$

A curva característica de saída do conversor Flyback é representada na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Curva característica de saída do conversor Flyback.



### 3.2.1 Determinação da Ondulação da Tensão de Saída

A análise apresentada até o momento pressupõe a tensão de saída como sendo constante, ou seja, sem ondulação. Porém, durante o intervalo em que o interruptor passivo não está conduzindo, conforme é ilustrado na Figura 3.2 e na Figura 3.4, é o capacitor  $C_o$  que fornece energia a carga. Isso faz com que ocorra uma variação na tensão de saída, definida por (3.20).

$$\Delta V_o = V_{o\max} - V_{o\min} \quad (3.20)$$

Na análise a seguir considera-se que a constante de tempo dada por  $R_o$  e  $C_o$  é suficientemente grande, de forma a garantir que a carga e descarga do capacitor de saída seja linear. É importante salientar que, durante o período em que o interruptor ativo esteja bloqueado, deve-se assegurar que toda a energia acumulada na indutância magnetizante do transformador seja totalmente transferida para a carga, de maneira que o conversor opera no modo de condução descontínuo. A ondulação da tensão sobre o capacitor é calculada por meio de (3.21).

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_0^{t_2} i_c(t) dt \quad (3.21)$$

Onde:

$$i_c(t) = -\frac{I_{dp}}{t_2} T_s + (I_{dp} - I_o) \quad (3.22)$$

Resolvendo (3.21), obtém-se:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \left( \frac{I_{dp}}{2} - I_o \right) t_2 \quad (3.23)$$

O valor médio da corrente de saída é dado por (3.24).

$$I_o = \frac{I_{dp} t_2}{2T_s} \quad (3.24)$$

A potência fornecida pelo conversor é expressa de acordo com (3.25).

$$P_o = V_o I_o \quad (3.25)$$

Para uma potência de saída fixa e, mantendo-se o conversor operando em modo de condução descontínuo, a máxima ondulação da tensão de saída ocorre quando  $\Delta t_1 = \Delta t_2 = T_s/2$ . A energia armazenada na

indutância magnetizante  $L_m$  durante o tempo de condução do interruptor ativo ( $t_1$ ) é dado por (3.26).

$$E_{Lm} = \frac{P_o}{f_s} = \frac{1}{2} L_m I_{dp}^2 \quad (3.26)$$

Logo:

$$I_{dp} = \sqrt{\frac{2P_o}{f_s L_m}} \quad (3.27)$$

Ao substituir (3.24) e (3.27) em (3.23), obtém-se a máxima ondulação da tensão de saída:

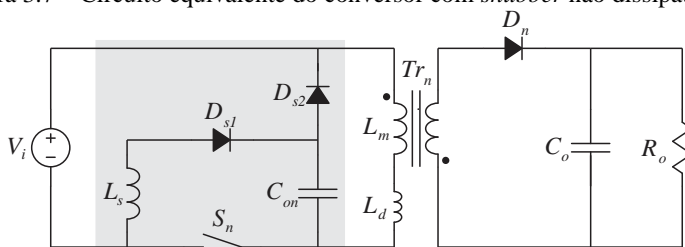
$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \sqrt{\frac{P_o}{32 f_s^3 L_m}} \quad (3.28)$$

### 3.3 CONVERSOR FLYBACK DCM COM SNUBBER NÃO DISSIPATIVO

O circuito *snubber*, representado na Figura 3.7, é empregado para proteger o interruptor ativo  $S_n$  contra sobrepassagem de tensão no momento em que o interruptor é comandado a bloquear. Este circuito absorve a energia proveniente da indutância de dispersão  $L_d$ , que é intrínseca à confecção do transformador, evitando que a sobretensões sejam aplicadas no interruptor.

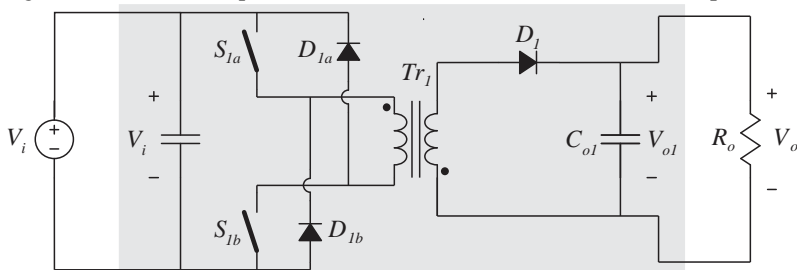


Figura 3.7 – Circuito equivalente do conversor com *snubber* não dissipativo.



No conversor Flyback de dois interruptores ativos, representado na Figura 3.8, o circuito *snubber* não se faz necessário, pois a tensão sobre os interruptores ativos  $S_{1a}$  e  $S_{1b}$  é naturalmente grampeada pela tensão do barramento de entrada. Esse grampeamento impede que a energia proveniente da indutância de dispersão  $L_d$  resulte em sobretensão sobre os interruptores.

Figura 3.8 – Circuito equivalente do conversor com *snubber* não dissipativo.



### 3.3.1 Análise da Comutação

Em um modelo ideal, sem considerar a indutância de dispersão, o valor máximo da tensão aplicada no interruptor ativo é a soma da tensão fonte de entrada com a de saída refletida para o primário do transformador, conforme (3.29).

$$V_{Sm\acute{a}x} = V_i + aV_o \quad (3.29)$$

Ao considerar a indutância de dispersão, a equação (3.29) continua sendo verdadeira, porém no momento do bloqueio, a energia armazenada em  $L_d$  provoca um sobressinal de tensão no interruptor. Caso esse sobressinal ultrapasse o limite máximo de tensão que o componente suporta, o mesmo é danificado. Ao utilizar o circuito *snubber*, ele auxilia a comutação, e o valor de pico da tensão sobre o interruptor pode ser expressa conforme (3.30).

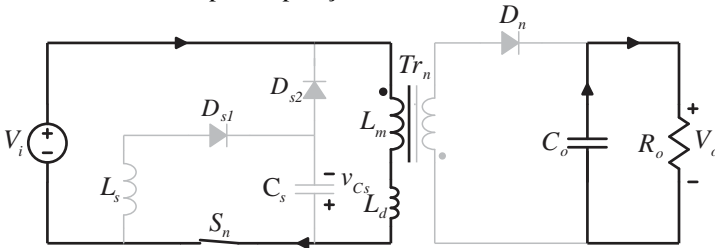
$$V_{Sp} = V_{Smáx} + \Delta V_{Cs} \quad (3.30)$$

O funcionamento do circuito *snubber* em um período de comutação é baseado em cinco etapas de operação. As formas de onda que descrevem tais etapas de operação são apresentadas Figura 3.15.

**1ª. Etapa ( $t_1$ - $t_2$ ):** Nesta primeira etapa o interruptor ativo  $S_n$  está conduzindo e a energia proveniente de  $V_i$  é acumulada na indutância magnetizante  $L_m$  e na indutância de dispersão  $L_d$ , conforme Figura 3.9. A energia acumulada em  $L_d$  é expressa por (3.31). Os diodos  $D_{s1}$  e  $D_{s2}$  estão bloqueados, logo nessa etapa o circuito *snubber* não atua.

$$E_d = \frac{1}{2} L_d I_{Sp}^2 \quad (3.31)$$

Figura 3.9 – Primeira etapa de operação.

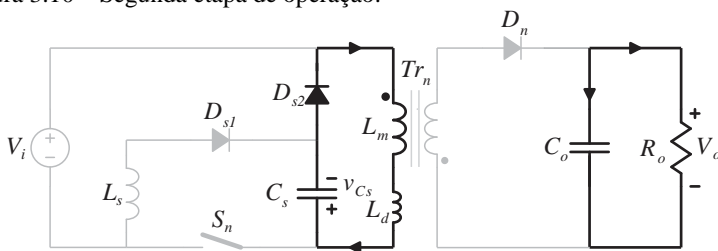


**2ª. Etapa ( $t_2$ - $t_3$ ):** No momento em que o interruptor  $S_n$  é comandado a bloquear o diodo  $D_{s2}$  assume a corrente do interruptor  $S_n$ , que circula pelo capacitor  $C_s$ , conforme Figura 3.10. Como o tempo de duração dessa etapa é muito menor que o tempo de um período de comutação, pode-se afirmar que a indutância magnetizante do transformador se

comporta como uma fonte de corrente constante e a tensão do capacitor evolui conforme (3.32). Essa etapa ocorre até o instante em que a tensão do capacitor atinge o mesmo valor da tensão de saída refletida ao primário do transformador, dando início a etapa seguinte.

$$V_{Cs} = \frac{I_{sp}}{C_s} \Delta t + V_{Cs\_c} \quad (3.32)$$

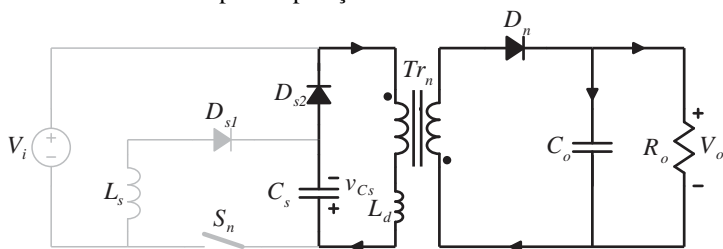
Figura 3.10 – Segunda etapa de operação.



**3ª. Etapa ( $t_3$ - $t_4$ ):** Nessa etapa, o diodo  $D_n$  é diretamente polarizado e a energia acumulada na indutância magnetizante  $L_m$  é transferida para a carga, conforme ilustrado na Figura 3.12. A energia acumulada na indutância de dispersão  $L_d$ , é transferida para o capacitor  $C_s$ , causando um acréscimo na tensão sobre o capacitor, conforme (3.33).

$$\Delta V_{Cs} = I_{sp} \sqrt{\frac{L_d}{C_s}} \quad (3.33)$$

Figura 3.11 – Terceira etapa de operação



Essa troca de energia entre indutância de dispersão e o capacitor do circuito *snubber* é expressa por (3.34).

$$E_d = \frac{1}{2} C_s \Delta V_{Sc}^2 \quad (3.34)$$

Ao igualar energia calculada em (3.31), com a calculada em (3.34), obtém-se (3.35), que fornece o valor do capacitor necessário para absorver a energia proveniente da indutância de dispersão, sem ultrapassar a variação máxima estabelecida por  $\Delta V_{Cs}$ .

$$C_s = L_s \left( \frac{I_{sp}}{\Delta V_{Sc}} \right)^2 \quad (3.35)$$

Desse modo, a tensão no capacitor do circuito *snubber* assume seu valor máximo, estabelecido pela soma da tensão no instante em que o interruptor é bloqueado, com a variação da tensão definida em (3.33). A tensão no capacitor  $C_s$  no início dessa etapa de operação é igual à soma do valor de pico da tensão aplicada no interruptor subtraído da tensão da fonte, conforme (3.36).

$$V_{Cs_a} = V_{Smáx} + \Delta V_{Sc} - V_i \quad (3.36)$$

A corrente no capacitor  $C_s$  evolui de forma senoidal até o momento em que o diodo  $D_{s2}$  seja bloqueado, conforme descreve (3.37).

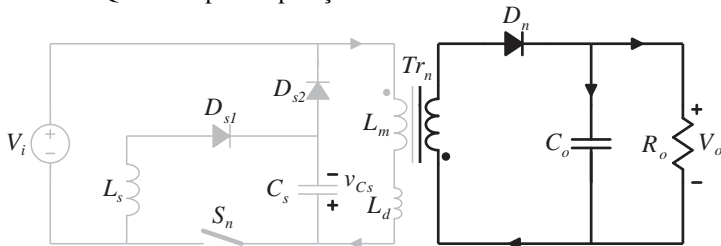
$$i_{Cs}(t) = \frac{\Delta V_{Sc}}{\sqrt{(L_m + L_d)/C_s}} \cos(\omega_1 t) \quad (3.37)$$

Onde,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_m + L_d)/C_s}} \quad (3.38)$$

**4ª. Etapa ( $t_4$ - $t_5$ ):** Com o bloqueio do diodo  $D_{s2}$ , o circuito *snubber* deixa de atuar e o conversor opera normalmente na fase de transferência de energia para saída, conforme ilustradona Figura 3.12.

Figura 3.12 – Quarta etapa de operação.



**5ª. Etapa ( $t_5$ - $t_6$ ):** Quando o diodo  $D_n$  é bloqueando, a tensão aplicada no secundário do transformador se nula. Como nessa fase a tensão nos terminais do capacitor  $C_s$  é maior que a tensão da fonte, o diodo  $D_{s1}$  é polarizado diretamente, o que faz com que a energia armazenada no capacitor retorne para a fonte. Nessa etapa a corrente do capacitor do circuito *snubber* evolui conforme (3.39).

$$i_{Cs}(t) = \frac{V_{Cs\_a} - V_i}{\sqrt{(L_s + L_m + L_d)/C_s}} \sin(\omega_1 t) \quad (3.39)$$

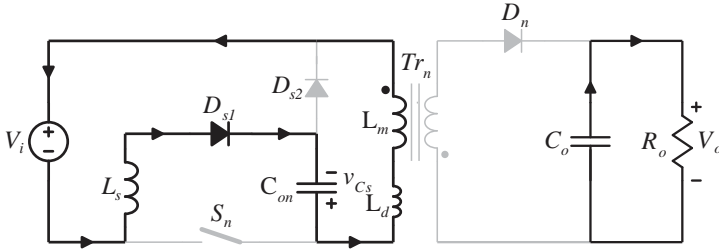
Onde,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_s + L_m + L_d)/C_s}} \quad (3.40)$$

A tensão aplicada no capacitor ao final dessa etapa é definida por (3.41).

$$v_{Cs(t)} = \int_0^t i_{Cs}(t) dt \quad (3.41)$$

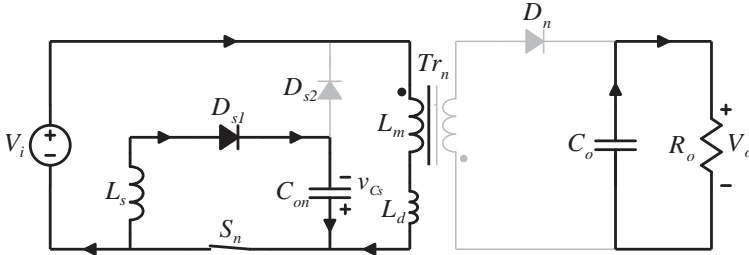
Figura 3.13 – Quinta etapa de operação.



**6ª. Etapa( $t_0$ - $t_1$ ):** No momento em que o interruptor  $S_n$  entra em condução, conforme ilustrado na Figura 3.14, o capacitor  $C_s$  e o indutor  $L_s$  passam a constituir um circuito ressonante, cuja a energia é transferida de  $C_s$  para  $L_s$ . Neste processo, ocorre a inversão da tensão no capacitor  $C_s$ , conforme apresentado na Figura 3.15.

A corrente no capacitor  $C_s$  evolui de forma senoidal, conforme (3.42) e se extingue no instante em que  $\omega_2$  se torna igual a  $\pi$ , bloqueando o diodo  $D_{s1}$ . Essa parcela de energia é utilizada para a manutenção do circuito *snubber*.

Figura 3.14 – Sexta etapa de operação.

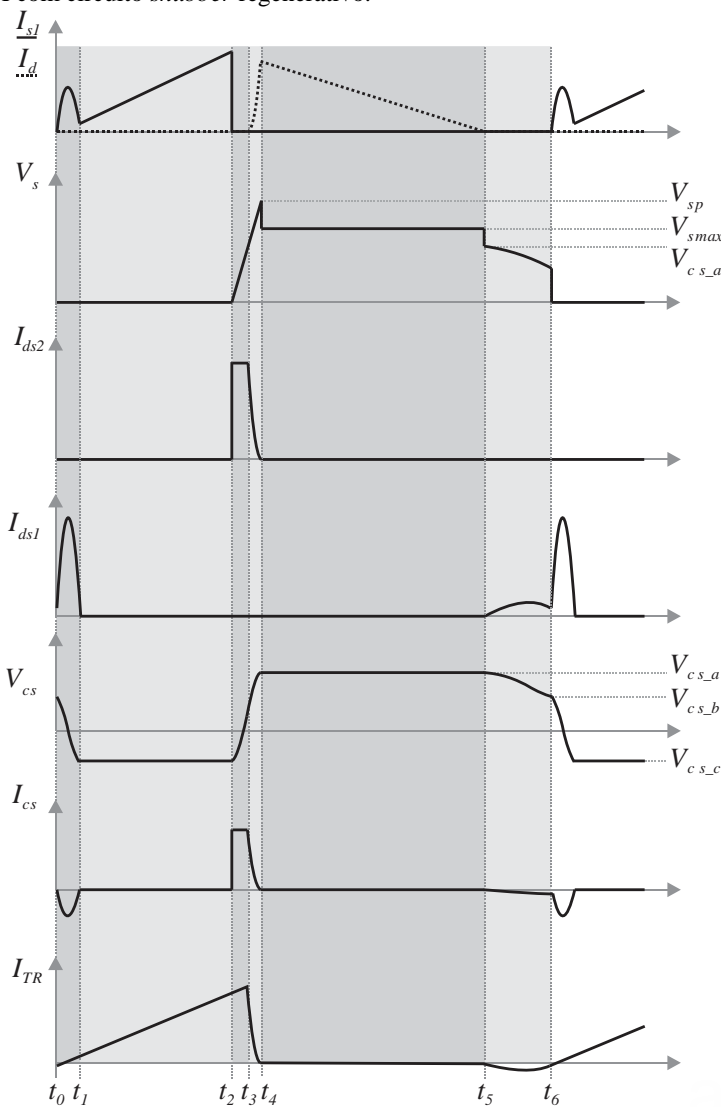


$$i_{Cs} = \frac{V_{Cs\_b}}{\sqrt{L_s/C_s}} \sin(\omega_3 t) \quad (3.42)$$

Onde,

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_s/C_s}} \quad (3.43)$$

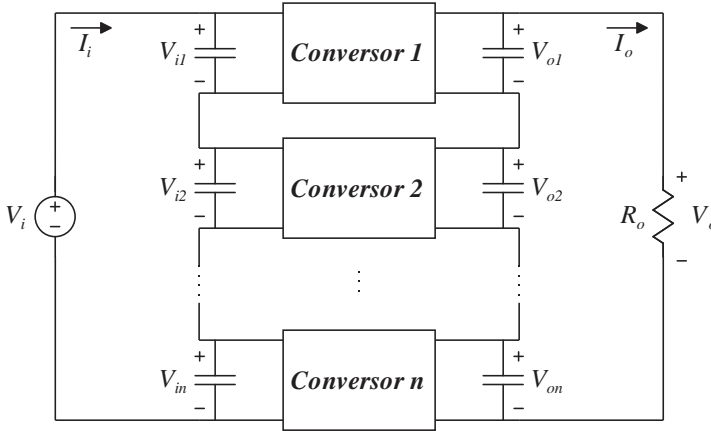
Figura 3.15 – Forma de onda das principais grandezas do conversor Flyback DCM com circuito *snubber* regenerativo.



#### 4 CONVERSORES CC-CC CONECTADOS EM SÉRIE-SÉRIE

A conexão série de conversores CC-CC é uma alternativa para aplicações em alta tensão sem que haja a necessidade de se utilizar componentes (ativos e passivos) que suporte tensões elevadas. Um exemplo para conversores com entrada e saída com característica de fonte de tensão é apresentada na Figura 4.1.

Figura 4.1 – conversores CC-CC conectados em série-série



Quando os conversores são conectados em série-série (entrada e saída), a tensão total aplicada na entrada do conjunto é distribuída entre as entradas de cada conversor, conforme (4.1). Similarmente a tensão total da saída do conjunto passa ser a soma da tensão de saída de cada conversor do conjunto, conforme definido em (4.2).

$$V_i = \sum_{n=1}^n V_{in} \quad (4.1)$$

$$V_o = \sum_{n=1}^n V_{on} \quad (4.2)$$



Ao considerar os conversores ideais (sem perdas de condução e comutação), tem-se que a potência fornecida na entrada é igual à potência consumida na saída, conforme (4.3).

$$P_i = P_o = V_i I_i = V_o I_o \quad (4.3)$$

Na conexão série de conversores CC-CC, a corrente de entrada de cada conversor pertencente ao conjunto é igual a corrente de entrada do conjunto. A partir desta informação, a potência processada pelos conversor pertencente ao conjunto pode ser representada por (4.4).

$$\begin{aligned} P_{i1} &= P_{o1} = V_{i1} I_i = V_{o1} I_o \\ P_{i2} &= P_{o2} = V_{i2} I_i = V_{o2} I_o \\ &\vdots \\ P_{in} &= P_{on} = V_{in} I_i = V_{on} I_o \end{aligned} \quad (4.4)$$

Com a definição de (4.3), pode-se definir o ganho estático do conjunto de conversores (4.5). O ganho estático de cada conversor pertencente ao conjunto é obtido manipulando matematicamente a afirmação (4.4), assim obtém-se (4.6).

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} G_1 &= \frac{V_{o1}}{V_{i1}} = \frac{I_i}{I_o} \\ G_2 &= \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = \frac{I_i}{I_o} \\ &\vdots \\ G_n &= \frac{V_{on}}{V_{in}} = \frac{I_i}{I_o} \end{aligned} \quad (4.6)$$

A análise das equações (4.5) e (4.6) permite concluir que o ganho estático de cada conversor pertencente ao conjunto é igual ao ganho estático do conjunto de conversores conectados em série-série, conforme (4.7).

$$G = G_1 = G_2 = \dots = G_n \quad (4.7)$$

O valor da resistência de carga do conjunto de conversores, apresentada na Figura 4.1 como  $R_o$ , é calculado conforme (4.8).

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (4.8)$$

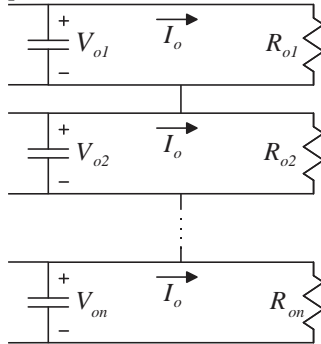
Esta resistência de carga também pode ser calculada por (4.9), que é deduzida ao substituir (4.2) em (4.8).

$$R_o = \sum_{n=1}^n \frac{V_{on}}{I_o} \quad (4.9)$$

A partir da equação (4.9), a resistência de carga pode ser representada por (4.10), que é um somatório de cargas “virtuais” que são processadas individualmente por cada conversor pertencente ao conjunto. Este somatório de cargas “virtuais” é apresentado na Figura 4.2.

$$R_o = R_{o1} + R_{o2} + \dots + R_{on} \quad (4.10)$$

Figura 4.2 – Circuito equivalente da conexão série-série vista da saída.



#### 4.1 CONEXÃO SÉRIE DE CONVERSORES FLYBACK EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

A Figura 4.3 representa a topologia de conexão série-série entre conversores Flyback, foco deste estudo. Como já previamente descrito, essa forma de conexão faz com que as tensões aplicadas nas entradas e

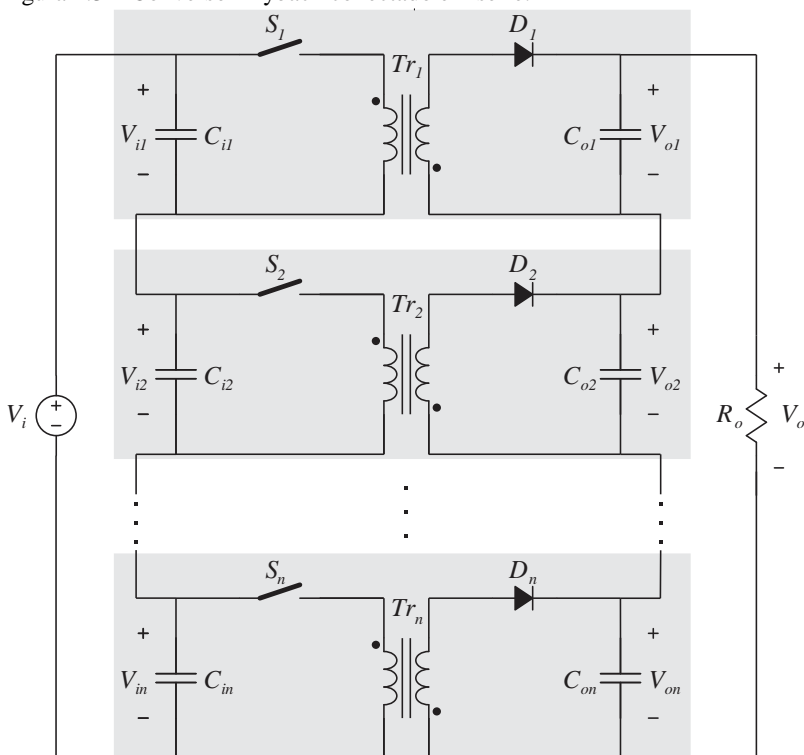
nas saídas dos conversores pertencentes ao conjunto sejam menores, quando comparado à utilização de apenas um conversor para a mesma aplicação.

Na conexão em série de conversores CC-CC, a topologia Flyback em modo de condução descontínuo tem como principal vantagem, quando comparada com a topologia Flyback em modo de condução contínuo, o equilíbrio natural entre as tensões de entrada e saída dos conversores pertencentes ao conjunto.

A conexão série-série de conversores Flyback operando no modo de condução contínuo não apresentam uma dinâmica natural de equilíbrio entre as tensões de entrada e saída dos conversores. Para garantir o equilíbrio dessas tensões é necessário controlar individualmente cada conversor, o que torna o sistema de controle mais complexo.

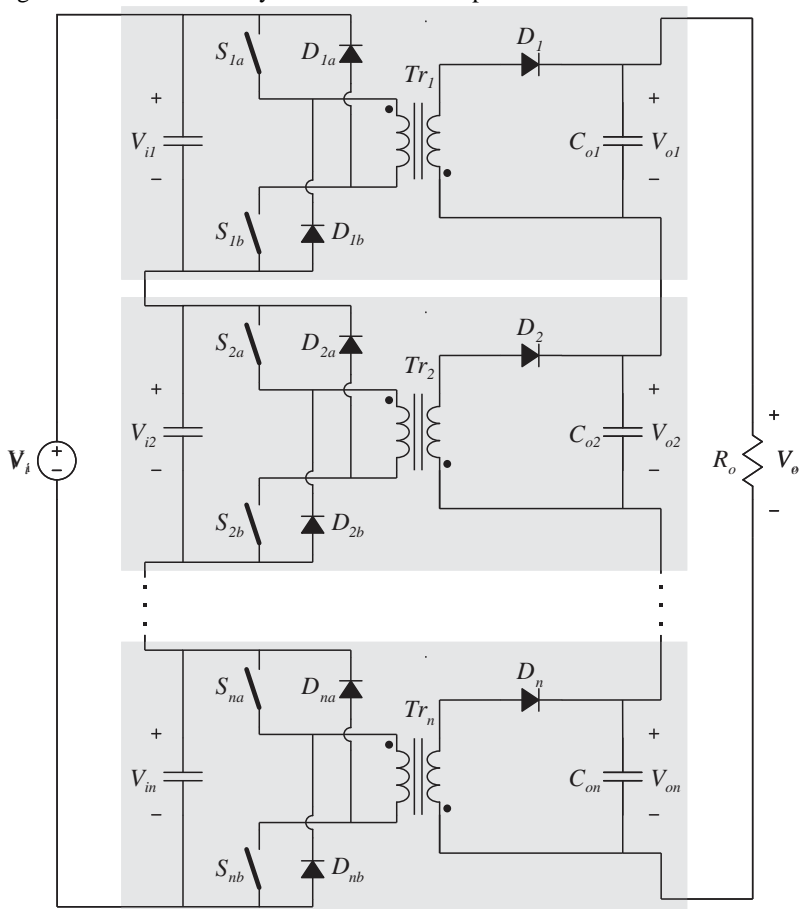
Por outro lado, os conversores Flyback, operando no modo descontínuo e conectados em série, possuem uma dinâmica natural de equilíbrio entre as tensões de entrada e de saída destes conversores. Essa característica faz com que não haja a necessidade de fazer um controle individual para cada conversor pertencente ao conjunto, bastando apenas controlar a tensão de saída.

Figura 4.3 – Conversor Flyback conectado em série.



A Figura 4.4 representa a topologia de conexão série-série entre conversores Flyback de dois interruptores. Tal topologia também possui uma dinâmica natural de equilíbrio entre as tensões de entrada e de saída, contudo apenas quando os conversores operam no modo de condução descontínuo. A vantagem na utilização do conversor Flyback de dois interruptores em relação ao conversor Flyback tradicional é que os interruptores ativos operam com tensões menores. Como desvantagem, cita-se a necessidade de utilizar o dobro de interruptores ativo.

Figura 4.4 – Conversor Flyback de dois interruptores conectado em série.



#### 4.1.1 Tensão e Corrente de Entrados em Dois Conversores Flyback Conectados em Série

A entrada da estrutura é representada em destaque na Figura 4.5. No instante em que os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo, a tensão aplicada no primário dos transformadores  $Tr_1$  e  $Tr_2$  (representado na Figura 4.6 pelas indutâncias magnetizante  $L_{m1}$  e  $L_{m2}$ , respectivamente) é a mesma que a tensão aplicada nos capacitores  $C_{i1}$  e  $C_{i2}$ . Nesse momento as correntes  $I_{s1}$  e  $I_{s2}$  começam a crescer linearmente até o instante em que os interruptores são bloqueados, (4.11) e (4.12).

$$I_{Sp1} = \frac{V_{i1}}{L_{m1}} D_1 T_s \quad (4.11)$$

$$I_{Sp2} = \frac{V_{i2}}{L_{m2}} D_2 T_s \quad (4.12)$$

Figura 4.5 – Destaque da entrada do conjunto de conversor Flyback em DCM conectado em série.

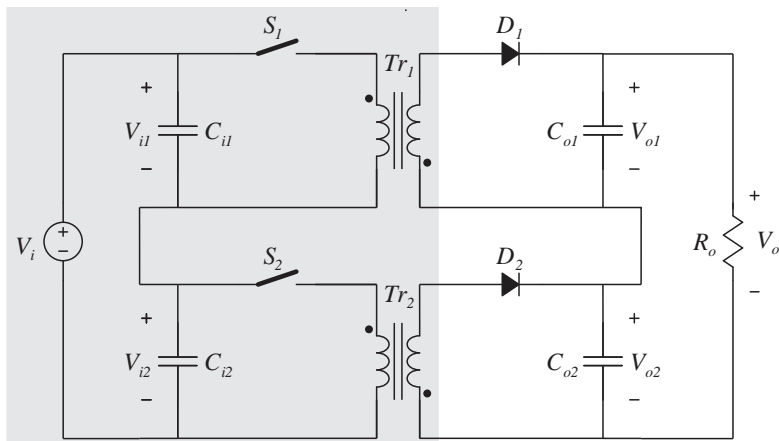
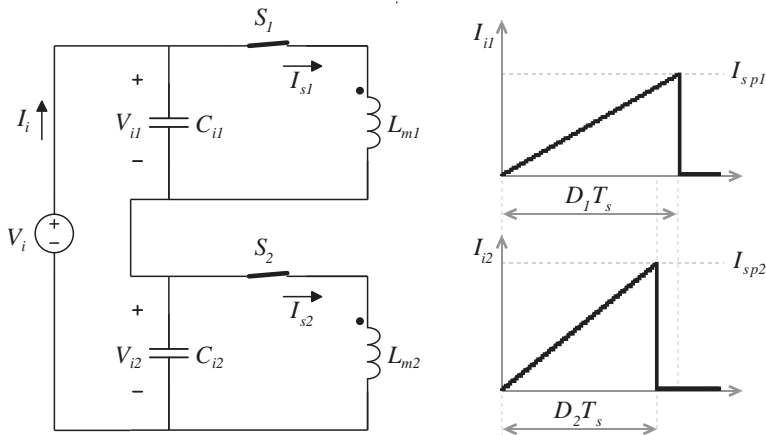


Figura 4.6 – Entrada do conjunto de conversores e a forma de onda da corrente de entrada de cada conversor.



Com os conversores Flyback operando no modo descontinuo, a comutação para entrada em condução dos interruptores sempre é suave, a corrente da malha de entrada sempre iniciará em zero. Logo o valor médio da corrente nos interruptores ativos é calculado por (4.13) e (4.14).

$$I_{s1} = \frac{I_{sp1}}{2T_s} D_1 T_s = \frac{I_{sp1}}{2} D_1 \quad (4.13)$$

$$I_{s2} = \frac{I_{sp2}}{2T_s} D_2 T_s = \frac{I_{sp2}}{2} D_2 \quad (4.14)$$

Ao substituir (4.11) em (4.13) e (4.12) em (4.14), encontra-se (4.15) e a (4.16), respectivamente.

$$I_{s1} = \frac{V_{i1}}{2L_{m1}} D_1^2 T_s \quad (4.15)$$

$$I_{s2} = \frac{V_{i2}}{2L_{m2}} D_2^2 T_s \quad (4.16)$$

O valor médio corrente de entrada do conjunto é igual ao valor médio da corrente de entrada dos conversores pertencente ao conjunto de conversores, conforme demonstrado na seção 4. Logo, ao igualar (4.13) com (4.14), tem-se (4.17).

$$I_{sp1} = I_{sp2} \frac{D_2}{D_1} \quad (4.17)$$

Similarmente, igualando-se (4.15) e (4.16) e fazendo-se as devidas manipulações matemáticas para que se tenha a razão entre a tensão de entrada do conversor 1 e a tensão de entrada do conversor 2, obtém-se (4.18).

$$\frac{V_{i1}}{V_{i2}} = \frac{L_{m1}}{L_{m2}} \left( \frac{D_2}{D_1} \right)^2 \quad (4.18)$$

A soma das tensões de entrada de cada conversor é igual a tensão de entrada do conjunto, também demonstrado na seção 4.

$$V_{i1} + V_{i2} = V_i \quad (4.19)$$

$$V_{i2} = V_i - V_{i1} \quad (4.20)$$

$$V_{i1} = V_i - V_{i2} \quad (4.21)$$

Substituindo (4.20) em (4.18) e fazendo as devidas manipulações matemáticas obtém-se (4.22), que é a razão entre a tensão de entrada do conversor 1 e a tensão de entrada do conjunto

$$\frac{V_{i1}}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{L_{m2}}{L_{m1}} \left( \frac{D_1}{D_2} \right)^2} \quad (4.22)$$

Analogamente, substituindo (4.21) em (4.18), escreve-se (4.23), que é a razão entre a tensão de entrada do conversor 2 e a tensão de entrada do conjunto.

$$\frac{V_{i2}}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{L_{m1}}{L_{m2}} \left( \frac{D_2}{D_1} \right)^2} \quad (4.23)$$

Ao observar (4.22) e (4.23) é facilmente constatado que a tensão de entrada de cada conversor pertencente ao conjunto é influenciada pelos parâmetros dos demais conversores (indutância magnetizante  $L_m$  e razão cíclica  $D_n$ ). Caso esses conversores possuam a mesma razão cíclica e indutância magnetizante, suas tensões de entrada serão iguais.

#### 4.1.2 Tensão e Corrente de Entrados em “n” Conversores Flyback Conectados em Série

Na Figura 4.7 é representada em destaque a entrada da estrutura. De forma similar a que ocorre com a conexão entre dois conversores em série, no instante em que os interruptores ativos estão conduzindo, a tensão aplicada ao primário dos transformadores é igual a aplicada aos capacitores de entrada. Nesse momento, as correntes que percorrem os interruptores ativos começam a aumentar linearmente até o instante em que os interruptores são bloqueados. As equações (4.11) e (4.12), que



são utilizadas para calcular o valor máximo da corrente em cada interruptor ativo, pode ser generalizada conforme (4.24).

$$I_{spn} = \frac{V_{in}}{L_{mn}} D_n T_s \quad (4.24)$$

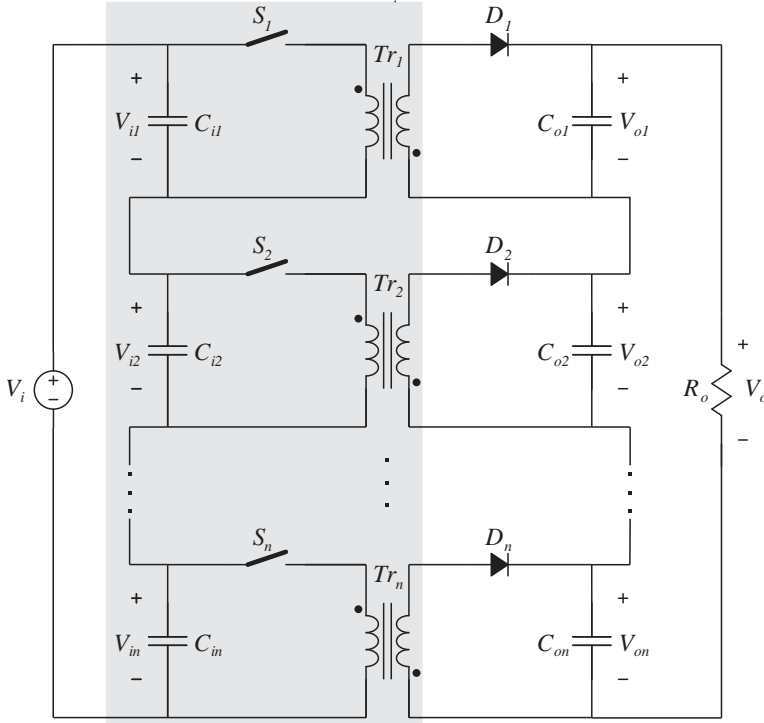
Com os conversores Flyback operando no modo descontínuo a comutação de entrada em condução dos interruptores sempre é suave. As equações (4.15) e (4.16), que permitem calcular o valor médio da corrente nos interruptores ativos em quando dois conversores são conectados em série, podem ser generalizadas conforme (4.25).

$$I_{sn} = \frac{V_{in}}{2L_{mn}} D_n^2 T_s \quad (4.25)$$

O valor médio da corrente de entrada de cada conversor é igual ao valor médio da corrente do conjunto de conversores. Logo, a relação entre as tensões de entrada em dois conversores em série, obtida em (4.18), também pode ser obtida na conexão de “ $n$ ” conversores em série, definida em (4.26).

$$\begin{aligned} \frac{V_{i1}}{V_{i2}} &= \left( \frac{D_2}{D_1} \right)^2 \frac{L_{m1}}{L_{m2}} \\ &\vdots \\ \frac{V_{i1}}{V_{in}} &= \left( \frac{D_n}{D_1} \right)^2 \frac{L_{m1}}{L_{mn}} \\ &\vdots \\ \frac{V_{im}}{V_{in}} &= \left( \frac{D_n}{D_{m1}} \right)^2 \frac{L_{mm}}{L_{mn}} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Figura 4.7 – Destaque da entrada do conjunto de “n” conversor Flyback em DCM conectado em série.



A tensão de entrada do conjunto é igual soma das tensões de entrada de cada conversor, conforme (4.32).

$$V_i = V_{i1} + V_{i2} + \dots + V_{in} \quad (4.27)$$

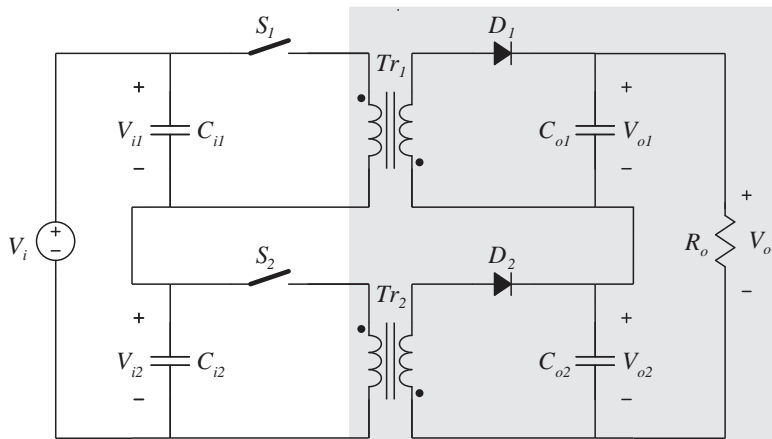
Substituindo (4.26) em (4.32), obtém-se (4.47), que representa a razão entre a tensão de entrada do conversor “n” e a tensão de saída do conjunto.

$$\frac{V_{in}}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{L_{m1}}{L_{mn}} \left( \frac{D_n}{D_1} \right)^2 + \frac{L_{m2}}{L_{mn}} \left( \frac{D_n}{D_2} \right)^2 + \dots + \frac{L_{m(n-1)}}{L_{mn}} \left( \frac{D_n}{D_{(n-1)}} \right)^2} \quad (4.28)$$

### 4.1.3 Tensão de Saída em Dois Conversores Flyback em DCM Conectados em Série

A saída do conjunto de dois conversores Flyback conectados em série é representada em destaque na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Destaque da saída do conjunto de conversor Flyback em DCM conectado em série.

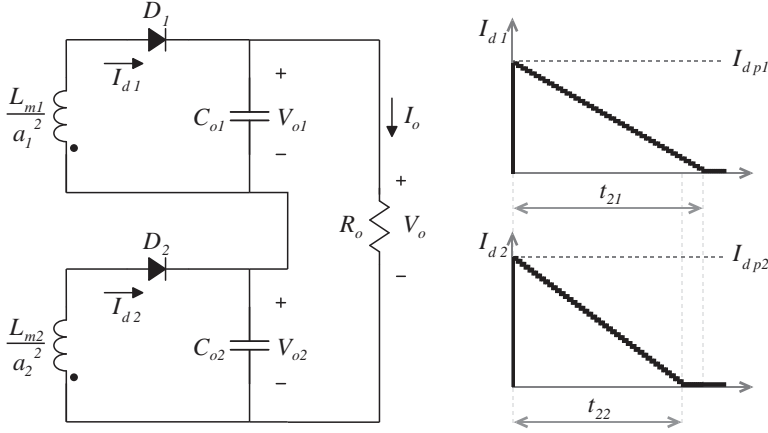


Quando os interruptores ativos  $S_1$  e  $S_2$  conduzem os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão polarizados reversamente e bloqueados. No entanto, no instante em que os interruptores ativos são bloqueados, os diodos são polarizados diretamente, entram em condução e a energia acumulada na indutância magnetizante dos transformadores é transferida para saída. A forma de onda da corrente de saída de cada conversor pertencente ao conjunto é representada na Figura 4.9. O valor de pico da corrente no secundário dos transformadores é igual ao valor de pico da corrente no primário multiplicada pela relação de transformação do transformador, representado por (4.29) e (4.30).

$$I_{Dp1} = a_1 I_{Sp1} \quad (4.29)$$

$$I_{Dp2} = a_2 I_{Sp2} \quad (4.30)$$

Figura 4.9 – Saída do conjunto de conversores e a forma de onda da corrente de entrada de cada conversor.



A relação entre o valor de pico da corrente no conversor 1 e a corrente de pico da saída do conversor 2 é obtida substituindo (4.29) e (4.30) em (4.17). Ao fazer as devidas manipulações matemáticas, obtém-se (4.31).

$$I_{Dp1} = I_{Dp2} \frac{a_1}{a_2} \frac{D_2}{D_1} \quad (4.31)$$

O valor médio da tensão de saída de cada conversor é a própria tensão dos capacitores  $C_{o1}$  e  $C_{o2}$ , obtida por (4.32) e (4.33).

$$V_{o1} = \frac{L_{m1}}{a_1^2} \frac{I_{Dp1}}{t_{21}} \quad (4.32)$$

$$V_{o2} = \frac{L_{m2}}{a_2^2} \frac{I_{Dp2}}{t_{22}} \quad (4.33)$$

O valor médio da corrente nos interruptores passivos é calculado por (4.34) e (4.35).

$$\overline{I_{D1}} = \frac{I_{Dp1} t_{21}}{2T_s} \quad (4.34)$$

$$\overline{I_{D2}} = \frac{I_{Dp2} t_{22}}{2T_s} \quad (4.35)$$

Com os conversores conectados em série, o valor médio da corrente de saída do conjunto é igual o valor médio da corrente média que circula pelos interruptores passivos, conforme (4.36) e demonstrado na seção 4.

$$\bar{I}_o = \bar{I}_{D1} = \bar{I}_{D2} \quad (4.36)$$

O valor médio corrente do diodo  $D_1$  é igual ao valor médio da corrente de  $D_2$ . Assim, ao igualar (4.34) com (4.35), obtém a relação (4.37).

$$I_{Dp1} = I_{Dp2} \frac{t_{22}}{t_{21}} \quad (4.37)$$

Isolando os tempos de condução dos interruptores passivos  $t_{21}$  e  $t_{22}$  nas equações (4.32) e (4.33), substituindo esses valores em (4.37) e fazendo as devidas manipulações matemáticas, alcança-se a relação (4.38).

$$I_{Dp1} = I_{Dp2} \frac{a_1}{a_2} \sqrt{\frac{V_{o1} L_{m2}}{V_{o2} L_{m1}}} \quad (4.38)$$

A relação entre a tensão de saída do conversor 1 e a tensão de saída do conversor 2 é obtida ao substituir (4.31) em (4.38). Desse modo obtém-se a (4.39).

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \left( \frac{D_2}{D_1} \right)^2 \frac{L_{m1}}{L_{m2}} \quad (4.39)$$

A tensão de saída do conjunto é igual à soma das tensões de saída de cada conversor pertencente ao conjunto, como demonstrado na equação (4.40).

$$V_{o1} + V_{o2} = V_o \quad (4.40)$$

Substituindo (4.40) em (4.39) tem-se (4.41), que representa a razão entre a tensão de saída do conversor 1 e a tensão de saída do conjunto.

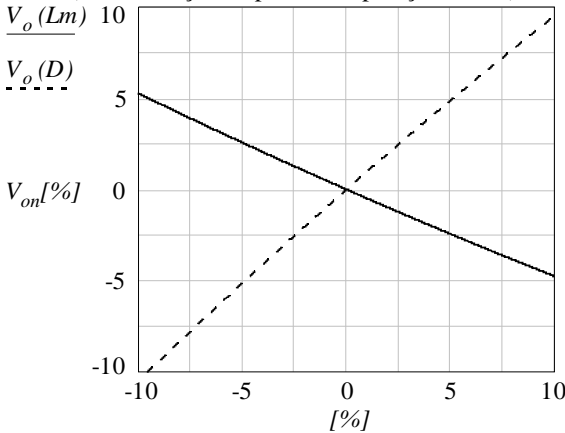
$$\frac{V_{o1}}{V_o} = \frac{1}{1 + \frac{L_{m2}}{L_{m1}} \left(\frac{D_1}{D_2}\right)^2} \quad (4.41)$$

De forma semelhante, ao substituir (4.40) em (4.39) é obtida (4.42) que representa a razão entre a tensão de saída do conversor 2 e a tensão de saída do conjunto.

$$\frac{V_{o2}}{V_o} = \frac{1}{1 + \frac{L_{m1}}{L_{m2}} \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2} \quad (4.42)$$

Ao analisar (4.41) e (4.42) é constatado que a tensão de saída dos conversores é influenciada pela indutância magnetizante  $L_{mn}$  e razão cíclica  $D_n$  dos demais conversores pertencente ao conjunto, como constatado para a tensão de entrada. Com base nessas equações é apresentado na Figura 4.10 o gráfico do comportamento da tensão de saída, de um conversor, para uma variação percentual da indutância magnetizante (linha contínua) e para uma variação percentual, em relação ao ponto de operação, da razão cíclica (linha tracejada).

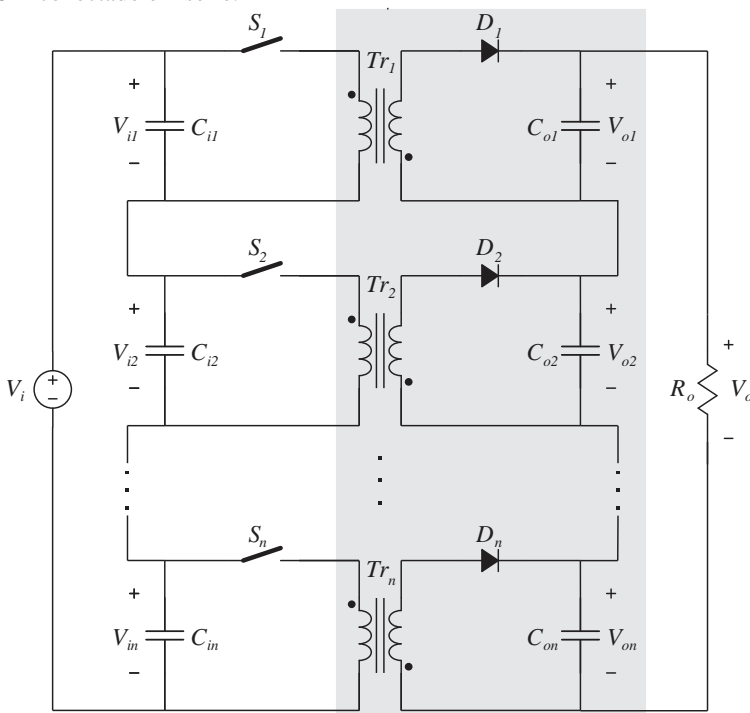
Figura 4.10 – Variação percentual da tensão de saída em relação a variação de  $L_m$  (linha contínua) e em relação ao ponto de operação de  $D$  (linha tracejado).



#### 4.1.4 Tensão de Saída em “n” Conversores Flyback em DCM Conectados em Série

Na Figura 4.11 é representada em destaque a saída do conjunto de “n” conversores Flyback conectados em série.

Figura 4.11 – Destaque da saída do conjunto de “n” conversores Flyback em DCM conectado em série.



De forma similar ao que ocorre com a conexão entre dois conversores em série, quando os interruptores ativos  $S_n$  conduzem os diodos  $D_n$  estão polarizados reversamente e bloqueados. No instante em que os interruptores ativos são bloqueados, os diodos são polarizados diretamente, entrando em condução, a energia acumulada na indutância magnetizante dos transformadores é transferida para saída. O valor de pico da corrente no secundário dos transformadores é igual ao valor de pico da corrente no primário multiplicada pela relação de transformação do transformador. Assim, as equações (4.29) e (4.30) pode ser generalizada para (4.43).

$$I_{Dpn} = a_n I_{spn} \quad (4.43)$$

Com os conversores conectados em série, a corrente média de saída do conjunto é igual à corrente média percorrida nos interruptores passivos. A equação (4.36) é generalizada em (3.39) na conexão de “n” conversores em série.

$$\bar{I}_o = \bar{I}_{D1} = \bar{I}_{D2} = \dots = \bar{I}_{Dn} \quad (4.44)$$

A relação entre as tensões de saída em dois conversores em série, obtida em (4.39), também pode ser obtida na conexão de “n” conversores em série, definida em (4.45).

$$\begin{aligned} \frac{V_{o1}}{V_{o2}} &= \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2 \frac{L_{m1}}{L_{m2}} \\ &\vdots \\ \frac{V_{o1}}{V_{on}} &= \left(\frac{D_n}{D_1}\right)^2 \frac{L_{m1}}{L_{mn}} \\ &\vdots \\ \frac{V_{om}}{V_{on}} &= \left(\frac{D_n}{D_{m1}}\right)^2 \frac{L_{mm}}{L_{mn}} \end{aligned} \quad (4.45)$$

A tensão de saída do conjunto é igual à soma das tensões de saída de cada conversor, demonstrado em (4.50).

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + \dots + V_n \quad (4.46)$$

Substituindo a relação de (4.45) em (4.50), obtém-se (4.47) que representa a razão entre a tensão de saída do conversor “n” sobre a tensão de saída do conjunto.

$$\frac{V_{on}}{V_o} = \frac{1}{1 + \frac{L_{m1}}{L_{mn}} \left(\frac{D_n}{D_1}\right)^2 + \frac{L_{m2}}{L_{mn}} \left(\frac{D_n}{D_2}\right)^2 + \dots + \frac{L_{m(n-1)}}{L_{mn}} \left(\frac{D_n}{D_{(n-1)}}\right)^2} \quad (4.47)$$

Com base na equação (4.47) são traçados dois gráficos. O primeiro, Figura 4.12, apresenta o comportamento da tensão de saída de um conversor para uma variação percentual da indutância magnetizante e o numero de conversores conectado em série. No segundo, Figura 4.13,



é apresentado o comportamento da tensão de saída de um conversor para uma variação percentual da razão cíclica e o numero de conversores conectado em série.

Figura 4.12 – Variação porcentual da tensão de saída em relação a variação de  $L_m$  para “n” conversores conectados em série.

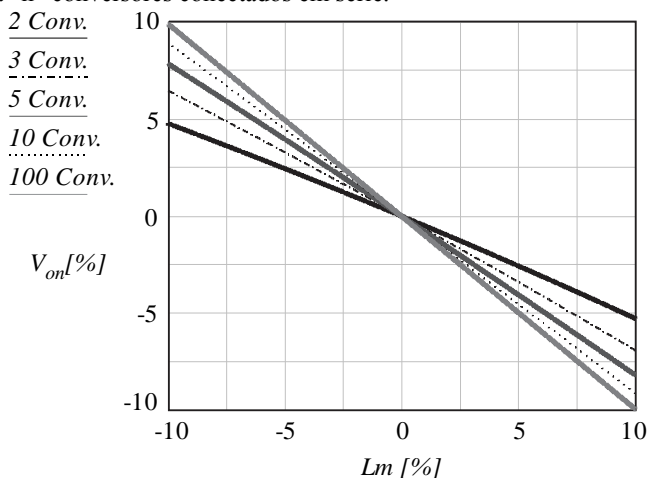
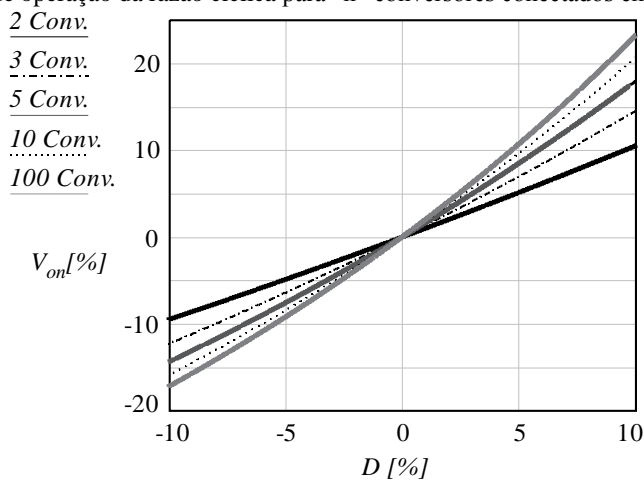


Figura 4.13 – Variação porcentual da tensão de saída em relação a variação do ponto de operação da razão cíclica para “n” conversores conectados em série.



#### 4.1.5 Análise do Ganho Estático da Conexão Série Entre Dois Conversores Flyback em DCM

O ganho de um conversor Flyback em modo de condução descontínua é definido em (3.13). Como demonstrado no início desse capítulo, o ganho estático do conjunto de conversores é igual ao ganho dos conversores pertencente ao conjunto. Portanto, o ganho dos conversores 1 e 2 são calculados por (4.48) e (4.49).

$$G_1 = G = D_1 \sqrt{\frac{R_{o1} T_s}{2L_{m1}}} \quad (4.48)$$

$$G_2 = G = D_2 \sqrt{\frac{R_{o2} T_s}{2L_{m2}}} \quad (4.49)$$

Ao isolar a resistência de carga de (4.48) e (4.49), obtém-se as equações (4.50) e (4.51).

$$R_{o1} = \frac{2L_{m1}}{T_s D_1^2} G^2 \quad (4.50)$$

$$R_{o2} = \frac{2L_{m2}}{T_s D_2^2} G^2 \quad (4.51)$$

Sendo a resistência de carga do conjunto dada pela soma das cargas de cada conversor, define-se em (4.52).

$$R_o = R_{o1} + R_{o2} \quad (4.52)$$

Substituindo (4.50) e (4.51) em (4.52), obtém-se a resistência de carga total do conjunto em (4.53).

$$R_o = \frac{2G^2}{T_s} \left( \frac{L_{m1}}{D_1^2} + \frac{L_{m2}}{D_2^2} \right) \quad (4.53)$$

Desta forma, o ganho estático do conjunto de conversores conectados em série é dado por (4.54).

$$G = \sqrt{\frac{R_o}{2f_s \left( \frac{L_{m1}}{D_1^2} + \frac{L_{m2}}{D_2^2} \right)}} \quad (4.54)$$

#### 4.1.6 Análise do Ganho Estático da Conexão Série Entre “n” Conversores Flyback em DCM

No início deste capítulo foi demonstrado que o ganho estático do conjunto de conversores é igual ao ganho dos conversores pertencente ao conjunto. De forma similar ao que ocorre com a conexão entre dois conversores em série, o ganho dos conversores definidos em (4.48) e (4.49) é generalizado em (4.55)

$$G = G_n = D_n \sqrt{\frac{R_{on} T_s}{2L_{mn}}} \quad (4.55)$$

As resistências de carga definidas em (4.48) e (4.49), são generalizadas em (4.56).

$$R_{on} = \frac{2L_{mn}}{T_s D_n^2} G^2 \quad (4.56)$$

Por meio da resistência de carga do conjunto, dada pela soma das cargas em cada conversor, define-se em (4.57)

$$R_o = R_{o1} + R_{o2} + \dots + R_{on} \quad (4.57)$$

Substituindo (4.56) em (4.57), obtém-se a resistência de carga total do conjunto em (4.58).

$$R_o = \frac{2G^2}{T_s} \left( \frac{L_{m1}}{D_1^2} + \frac{L_{m2}}{D_2^2} + \dots + \frac{L_{mn}}{D_n^2} \right) \quad (4.58)$$

Desta forma, o ganho estático do conjunto de conversores conectados em série é dado por (4.59).

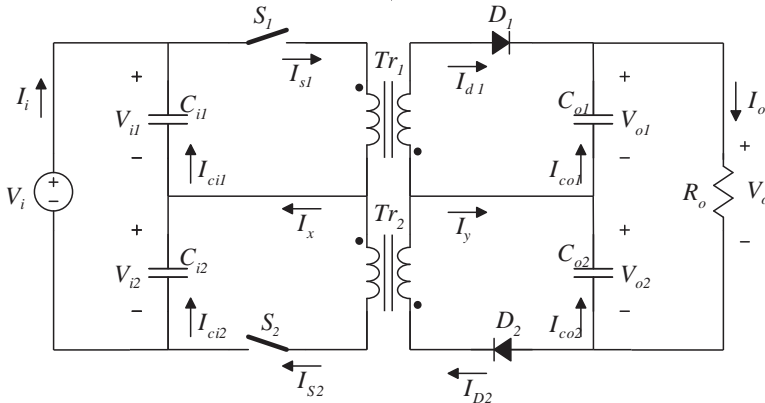
$$G = \sqrt{\frac{R_o}{2f_s \left( \frac{L_{m1}}{D_1^2} + \frac{L_{m2}}{D_2^2} + \dots + \frac{L_{mn}}{D_n^2} \right)}} \quad (4.59)$$

#### 4.1.7 Análise da Dinâmica do Equilíbrio das Tensões de Entrada e da Saída da Conexão Série Entre Dois Conversores Flyback em DCM

A conexão série-série entre conversores Flyback em DCM possui dinâmica natural de equilíbrio das tensões aplicada nos capacitores de entrada e de saída. O equilíbrio ocorre porque, em modo descontínuo, o ganho estático do conversor é dependente da carga e da indutância magnetizante  $L_m$ , conforme definido em (3.14). Como demonstrado em (4.6), conversores conectados em série-série possuem o mesmo ganho estático e as mesmas correntes de entrada e de saída.

A Figura 4.14 apresenta o esquemático da conexão série de dois conversores Flyback num formato que facilita a análise da dinâmica do equilíbrio das tensões. Esta análise será apresentada em dois momentos. No primeiro, é analisado o desequilíbrio na entrada do conversor, supondo que não existe desequilíbrio na saída do conjunto. No segundo momento, é demonstrada a dinâmica de compensação da saída do conjunto, supondo que não exista desequilíbrio na entrada.

Figura 4.14 – Esquemático da análise de equilíbrio da conexão série de dois conversores Flyback.



#### 4.1.7.1 Análise do equilíbrio das tensões de entrada de conversores Flyback em DCM conectados em série

Com o conjunto operando em regime permanente, a tensão aplicada nos capacitores de entrada é definida em (4.22) e (4.23). Como demonstrado anteriormente, a sensibilidade da tensão de entrada dos conversores está relacionado com as indutâncias magnetizantes dos transformadores e as razões cíclicas dos interruptores ativos. Para simplificar a análise do equilíbrio das tensões de entrada é considerado que os conversores em série são rigorosamente iguais (mesma indutância, razão cíclica). Portanto, a tensão na entrada dos conversores é a tensão total de alimentação dividida pelo número de módulos. Com intuito de demonstrar o equilíbrio natural das tensões de entrada, dois módulos são analisados nesta seção, assim, escreve-se (4.60).

$$V_{i1} = V_{i2} = \frac{V_i}{2} \quad (4.60)$$

Após a ocorrência de um desequilíbrio nas tensões de entrada dos conversores elas tendem a retornar as suas condições de regime. A variação da tensão é definida por  $\Delta V_i$  e representada em (4.61) e (4.62).

$$V_{i1} = \frac{V_i}{2} \pm \Delta V_i \quad (4.61)$$

$$V_{i2} = \frac{V_i}{2} \mp \Delta V_i \quad (4.62)$$

A Figura 4.15 mostra a entrada do conjunto de conversores Flyback, na qual são indicados os sentidos das correntes utilizadas na análise do equilíbrio. Como apresentado na seção 4, em regime permanente, o valor médio da corrente de entrada dos conversores é sempre o mesmo. Porém, na ocorrência de um desequilíbrio nas tensões de entrada dos conversores, surge uma corrente de desequilíbrio entre os conversores, representada no circuito da Figura 4.15 por  $I_x$ .

Após o desequilíbrio, se a tensão aplicada na entrada do conversor 1 se torna menor que a do conversor 2, como definido em (4.63), o valor médio da corrente de saída do conversor 1 será maior que a do conversor 2, (4.64) e vice versa.

$$|V_{i1}| < |V_{i2}| \quad (4.63)$$

$$|I_{s1}| > |I_{s2}| \quad (4.64)$$

O valor médio da corrente da diferença entre as correntes de entrada dos conversores 1 e 2 é definida pela subtração entre as correntes médias dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , conforme expresso em (4-58).

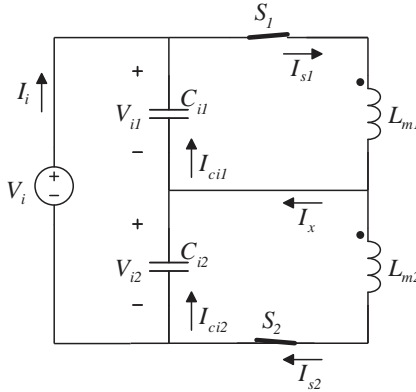
$$I_x = \overline{I_{s1}} - \overline{I_{s2}} \quad (4.65)$$

Assim, a corrente média que circula nos capacitores de entrada é definida por (4.66) e (4.67).

$$\overline{I_{c1}} = \overline{I_{s1}} - \frac{\overline{I_x}}{2} \quad (4.66)$$

$$\overline{I_{c2}} = \overline{I_{s2}} + \frac{\overline{I_x}}{2} \quad (4.67)$$

Figura 4.15 – Entrada do conversor Flyback conectado em série.



A análise proposta para o equilíbrio das tensões de entrada considera as indutâncias magnetizantes e as razões cíclicas dos conversores idênticas. Assim, define-se em (4.68).

$$\begin{aligned} L_{m1} &= L_{m2} = L_m \\ a_1 &= a_2 = a \end{aligned} \quad (4.68)$$

Ao considerar essas igualdades, e substituindo-se (4.15) e (4.16) em (4.65), tem-se (4.69).

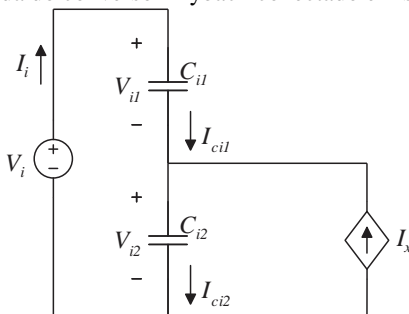
$$I_x = \frac{D^2}{2f_s L_m} (V_{i1} - V_{i2}) \quad (4.69)$$

Com (4.61), (4.62) e (4.69) e obtém-se (4.70), que define a corrente de desequilíbrio em relação à razão cíclica, a indutância magnetizante dos transformadores e a variação da tensão entre os conversores.

$$I_x = \frac{D^2}{f_s L_m} \Delta V_i \quad (4.70)$$

Assim define-se que, para dois conversores idênticos, a corrente de desequilíbrio ocorre quando existe uma diferença entre as tensões de entrada dos conversores. A partir dessa conclusão, o circuito da Figura 4.15 é redesenhado na Figura 4.16.

Figura 4.16 – Entrada do conversor Flyback conectado em série idealizando.



Aplicando a transformada de Laplace nas equações que descrevem o circuito da Figura 4.16, têm-se as expressões (4.71) e (4.72), que representam a variação da tensão de entrada dos conversores durante o desequilíbrio.

$$V_{i1} = \frac{1}{sC_i} \left( I_i + \frac{I_x}{2} \right) \quad (4.71)$$

$$V_{i2} = \frac{1}{sC_i} \left( I_i - \frac{I_x}{2} \right) \quad (4.72)$$

Ao isolar a corrente de entrada  $I_i$  de (4.71) de (4.72) e igualando as equações, tem-se (4.73).

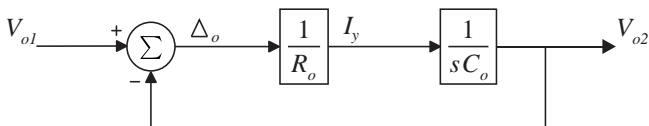
$$V_{i1} = V_{i2} + \frac{I_x}{sC_i} \quad (4.73)$$

Substituindo (4.70) em (4.73), obtém-se (4.74) que representa a influência da tensão de entrada dos conversores em relação ao desequilíbrio entre as tensões de entrada.

$$V_{i1} = V_{i2} + \frac{D^2}{f_s L_m} \frac{\Delta V_i}{sC_i} \quad (4.74)$$

A Figura 4.17 apresenta o diagrama de blocos do equilíbrio das tensões dos capacitores de entrada, que é baseado no resultado obtido em (4.74). Este diagrama demonstra que na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões de entrada a corrente  $I_x$  é integrada, fazendo com que as tensões de entrada voltem ao valor inicial.

Figura 4.17 – Diagrama de bloco da representação da entrada do conversor Flyback em DCM conectado em série.



#### 4.1.7.2 Análise do equilíbrio das tensões de saída de dois conversores Flyback em DCM conectados em série

As tensões nos capacitores de saída, em regime permanente foram definidas em (4.32) e (4.33). A sensibilidade dessas tensões está relacionada com a indutância magnetizante do transformador e a razão cíclica dos interruptores ativos, conforme abordado na seção 4.1.3.

Para simplificar a análise dessas tensões é considerado que as razões cíclicas e os transformadores são iguais (no caso do transformador, isto representa a mesma relação de transformação e



indutância magnetizante  $L_m$ ). Com estas considerações, pode-se definir em (4.75), que as tensões de saída dos conversores são iguais.

$$V_{o1} = V_{o2} = \frac{V_o}{2} \quad (4.75)$$

Após a ocorrência de um desequilíbrio na tensão dos capacitores de saída os conversores tendem a retornar as suas condições de regime. A variação na tensão de saída é definida por  $\Delta V_o$  e representada em (4.76) e (4.77).

$$V_{o1} = \frac{V_o}{2} \pm \Delta V_o \quad (4.76)$$

$$V_{o2} = \frac{V_o}{2} \mp \Delta V_o \quad (4.77)$$

A Figura 4.18 representa a saída do conjunto de conversores Flyback, com as devidas indicações de sentido das correntes utilizadas na análise do equilíbrio. Como demonstrado no capítulo 4, a corrente de saída do conjunto é igual a corrente de saída dos conversores pertencente ao conjunto. Na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões de saída dos conversores surge uma corrente de desequilíbrio entre os conversores. Na Figura 4.18, tal corrente é representada por  $I_y$ . Ela se extingue quando as tensões voltam ao equilíbrio.

Num desequilíbrio, se a tensão aplicada na saída do conversor 1 é menor que a do conversor 2 (situação exemplificada em (4.78)), o valor médio da corrente de saída do conversor 1 é maior que a do conversor 2, (como definido em (4.79) e vice versa.

$$|V_{o1}| < |V_{o2}| \quad (4.78)$$

$$\overline{I_{D1}} > \overline{I_{D2}} \quad (4.79)$$

O valor médio corrente da diferença entre a corrente do conversor 1 e do conversor 2 é a subtração entre o valor médio da corrente de saída do conversor 1 com a do conversor 2, conforme (4.80).

$$I_y = \overline{I_{D1}} - \overline{I_{D2}} \quad (4.80)$$

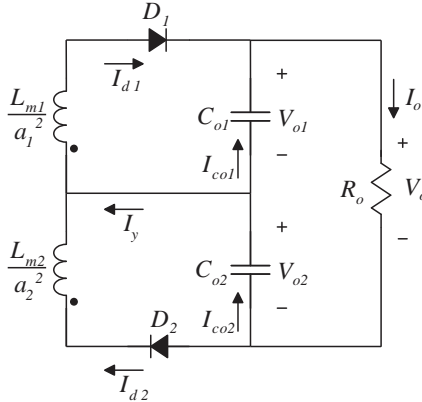
O módulo da corrente que passa pelos capacitores de saída é igual a corrente de desequilíbrio dividida por 2:

$$|I_{co1}| = |I_{co2}| = \left| \frac{I_y}{2} \right| \quad (4.81)$$

Portanto, o valor médio da corrente que circula pela carga é definido em (4.82).

$$\bar{I}_o = \bar{I}_{D1} - \frac{I_y}{2} = \bar{I}_{D2} + \frac{I_y}{2} \quad (4.82)$$

Figura 4.18 – Esquemático da análise do equilíbrio da saída da conexão série de dois conversores Flyback.



Na seção 4.1.3, o valor médio da tensão de saída dos conversores foi definida em (4.32) e (4.33) e o valor médio da corrente dos interruptores passivos foram definidas em (4.34) e (4.35). Ao isolar o tempo de desmagnetização,  $t_{21}$  e  $t_{22}$  de (4.34) e (4.35) e substituí-los em (4.32) e (4.33), tem-se (4.83) e (4.84).

$$\bar{I}_{D1} = \frac{L_{m1}}{a_1^2} \frac{I_{Dp1}^2}{2T_s V_{o1}} \quad (4.83)$$

$$\bar{I}_{D2} = \frac{L_{m2}}{a_2^2} \frac{I_{Dp2}^2}{2T_s V_{o2}} \quad (4.84)$$

Ao adotar as simplificações de que a indutância magnetizante, a relação transformação dos transformadores e a razão cíclica dos dois conversores são idênticas, conforme (4.80), é possível afirmar que o valor de pico da corrente no interruptor D<sub>1</sub> é igual ao valor de pico da corrente no interruptor D<sub>2</sub>.

$$\begin{aligned} a_1 &= a_2 = a \\ D_1 &= D_2 = D \\ L_{m1} &= L_{m2} = L_m \\ I_{Dp1} &= I_{Dp2} = I_{Dp} \end{aligned} \quad (4.85)$$

Ao considerar as hipóteses de (4.85) e substituí-las em (4.76), (4.83), (4.77) e (4.84), obtém-se a equação que descreve o valor médio da corrente dos interruptores passivos em função da tensão de saída ( $V_o$ ) e do desequilíbrio de tensão ( $\Delta V_o$ ).

$$\overline{I_{D1}} = \frac{L_m I_{Dp}^2}{a^2 2T_s} \left( \frac{1}{\frac{V_o}{2} - \Delta V_o} \right) \quad (4.86)$$

$$\overline{I_{D2}} = \frac{L_m I_{Dp}^2}{a^2 2T_s} \left( \frac{1}{\frac{V_o}{2} + \Delta V_o} \right) \quad (4.87)$$

Substituindo-se (4.83) e (4.84) em (4.80) encontra-se (4.88), que representa a corrente de desequilíbrio em relação às tensões de saída dos conversores.

$$I_y = \frac{L_m I_{Dp}^2}{a^2 2T_s} \left( \frac{1}{V_{o1}} - \frac{1}{V_{o2}} \right) \quad (4.88)$$

Aplicando (4.76) e (4.77) em (4.88) a corrente  $I_y$  é definida em relação à tensão de saída  $V_o$  e a variação de tensão  $\Delta V_o$ , em (4.89)

$$I_y = \frac{L_m I_{Dp}^2}{a^2 2T_s} \left( \frac{1}{\frac{V_o}{2} - \Delta V_o} - \frac{1}{\frac{V_o}{2} + \Delta V_o} \right) \quad (4.89)$$

A corrente de desequilíbrio parametrizada em relação à tensão de saída e a variação da tensão dos conversores são expressas em (4.90) e (4.91).

$$\bar{I}_y = \frac{L_m I_{Dp}^2}{a^2 2T_s} I_y = \left( \frac{1}{\frac{V_o}{2} - \Delta V_o} - \frac{1}{\frac{V_o}{2} + \Delta V_o} \right) \quad (4.90)$$

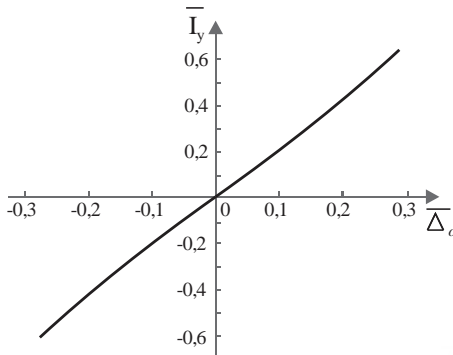
$$\bar{I}_y = \frac{2 \frac{\Delta V_o}{V_o/2}}{\left( 1 - \frac{\Delta V_o}{V_o/2} \right) \left( 1 + \frac{\Delta V_o}{V_o/2} \right)} \quad (4.91)$$

Usando a relação (4.92) tem-se a equação que representa a variação da corrente de desequilíbrio em relação à variação da tensão de saída (4.93). Esta variação é representada na Figura 4.19.

$$\overline{\Delta V_o} = \frac{\Delta V_o}{V_o/2} \quad (4.92)$$

$$\bar{I}_y = \frac{2 \overline{\Delta V_o}}{(1 - \overline{\Delta V_o})(1 + \overline{\Delta V_o})} \quad (4.93)$$

Figura 4.19 – Variação da corrente de desequilíbrio em relação à variação da tensão de saída.



O valor de pico da corrente de saída é igual ao pico da corrente de entrada multiplicado pela relação de transformação do transformador, conforme definido em (4.29). Como foi considerado que os dois conversores são idênticos, a tensão de entrada dos conversores é igual à tensão de entrada do conjunto dividida pelo número de conversores (nessa análise, dois). Portanto o valor de pico da corrente dos interruptores passivos pode ser representado por (4.94).

$$I_{Dp1} = I_{Dp2} = a \frac{V_i}{2L_m} \frac{D}{f_s} \quad (4.94)$$

Ao substituir (4.94) em (4.89), tem-se (4.95).

$$\bar{I}_y = \frac{V_i^2 D^2}{f_s L_m} \left( \frac{\Delta V_o}{V_o^2 - 4\Delta V_o^2} \right) \quad (4.95)$$

Com o sistema funcionando em regime permanente, a variação da diferença da tensão de saída entre os conversores ( $\Delta V_o$ ) é muito menor que a tensão de saída total do conjunto. Em (4.95) a tensão de saída  $V_o$  e a diferença da tensão entre os conversores  $\Delta V_o$  são elevadas ao quadrado, fazendo com que o valor de  $\Delta V_o$  seja desprezível em relação ao valor de  $V_o$ . Para simplificação da análise será desconsiderado o quadrado de  $\Delta V_o$ , assim, encontra-se (4.96).

$$\bar{I}_y = \frac{D^2 \Delta V_o}{f_s L_m} \left( \frac{V_i}{V_o} \right)^2 \quad (4.96)$$

A tensão de saída sobre a tensão de entrada é o ganho do conversor, portanto se tem a equação (4.97).

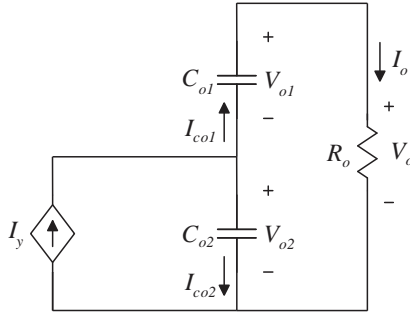
$$\bar{I}_y = \frac{D^2 \Delta V_o}{f_s L_m} \left( \frac{1}{G} \right)^2 \quad (4.97)$$

O ganho do conversor é dado pela tensão de saída sobre a tensão de entrada. Os conversores do conjunto estão operando em modo de condução descontínua e, nesse modo, o ganho é dado por (3.13). Ao substituir (3.13) em (4.96), tem-se (4.98). Esta equação representa a corrente de desequilíbrio que surge entre os conversores quando existe um desequilíbrio nas tensões de saída dos mesmos.

$$\bar{I}_y = \frac{\Delta V_o}{R_o} \quad (4.98)$$

A análise de (4.98) permite concluir que para dois conversores idênticos, a corrente de desequilíbrio ocorre quando existe uma diferença entre as tensões de saída dos conversores. Baseado nessa hipótese, o circuito da Figura 4.18 é redesenhado, e mostrado na Figura 4.20.

Figura 4.20 – Saída do conversor Flyback conectado em série idealizando.



Aplicando a transformada de Laplace nas equações que descreve o circuito da Figura 4.20, têm-se as expressões (4.99) e (4.100).

$$V_{o1} = \frac{1}{sC_o} \left( I_o + \frac{I_y}{2} \right) \quad (4.99)$$

$$V_{o2} = \frac{1}{sC_o} \left( I_o - \frac{I_y}{2} \right) \quad (4.100)$$

Ao isolar a corrente de saída  $I_o$  em (4.99) e em (4.100) e posteriormente igualar as equações, obtém-se (4.101).

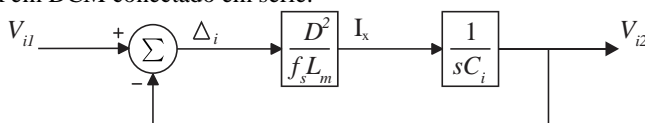
$$V_{o1} = V_{o2} + \frac{I_y}{sC_o} \quad (4.101)$$

Substituindo (4.98) em (4.101), a expressão (4.102) é obtida, que representa a variação da tensão de saída do conversor 1 em relação ao conversor 2.

$$V_{o1} = V_{o2} + \frac{\Delta V_o}{sC_o R_o} \quad (4.102)$$

Baseado no resultado obtido em (4.102), a Figura 4.21 apresenta o diagrama de blocos do equilíbrio das tensões dos capacitores de saída. Esse diagrama demonstra que na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões de saída, a corrente  $I_y$  é integrada, fazendo com que as tensões de saída voltem a se equilibrar.

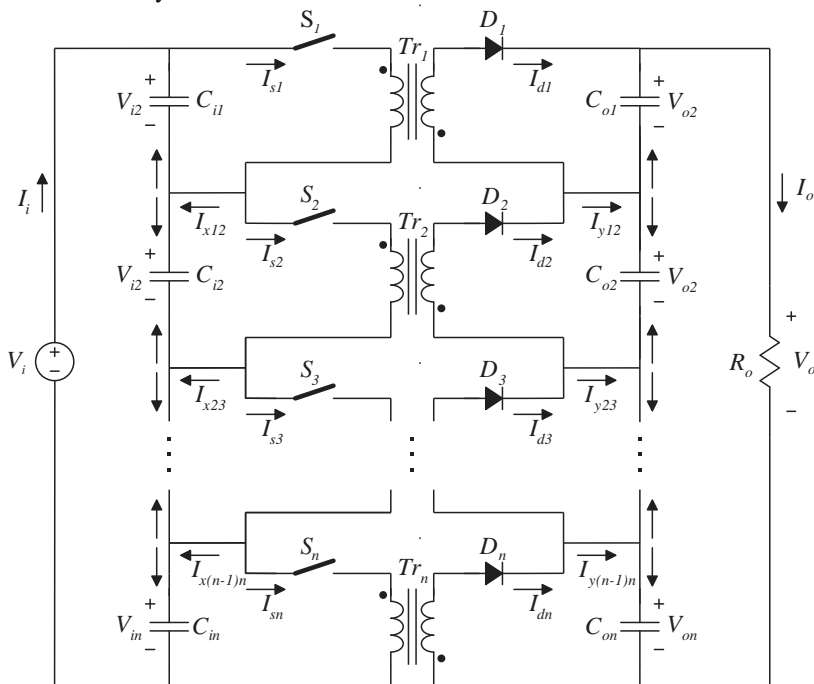
Figura 4.21 – Diagrama de bloco da representação da saída do conversor Flyback em DCM conectado em série.



#### 4.1.8 Equilíbrio das Tensões de Entrada e de Saída para “n” Conversores Conectados em Série

Como fora apresentado anteriormente, a conexão série-série de conversores Flyback em DCM possui uma dinâmica natural de equilíbrio nas tensões de entrada e de saída. A Figura 4.22 apresenta o esquemático da conexão série de “n” conversores Flyback, que é usado para a análise dinâmica do equilíbrio entre as tensões de entrada e de saída. De forma semelhante a conexão de dois conversores, a análise aqui apresentada é realizada em dois momentos. No primeiro é estudado o desequilíbrio na entrada do conversor, supondo que não existe desequilíbrio na saída do conjunto e, no segundo, momento será demonstrada a dinâmica de compensação da saída do conjunto, supondo que não exista desequilíbrio na entrada.

Figura 4.22 – Esquemático da análise de equilíbrio da conexão série de dois conversores Flyback.



#### 4.1.8.1 Equilíbrio das tensões de entrada dos conversores Flyback em DCM conectados em série

Em regime permanente, as tensões nos capacitores de entrada são definidas por (4.22) e (4.23). Como já demonstrado, a sensibilidade da tensão de entrada dos conversores tem relação com a indutância magnetizante do transformador e a razão cíclica dos interruptores ativos. Para simplificar a análise do equilíbrio das tensões de entrada é considerado que os conversores em série são rigorosamente iguais (mesma indutância, razão cíclica). Portanto a tensão aplicada na entrada de cada conversor é igual à tensão de alimentação do conjunto dividida pelo número de conversores existentes no conjunto, conforme (4.103).

$$V_{i1} = V_{i2} = V_{i3} = V_{in} = \frac{V_i}{n} \quad (4.103)$$



Na ocorrência de um desequilíbrio (degrau de carga, comutação indevida de um interruptor...) entre as tensões dos capacitores de entrada, os conversores tendem a retornar as suas condições de regime permanente, conforme (4.103). A tensão de saída em cada conversor, após o desequilíbrio, é representada por (4.104).

$$\begin{aligned} V_{i1} &= \frac{V_i}{n} \pm \Delta V_{i1} \\ V_{i2} &= \frac{V_i}{n} \pm \Delta V_{i2} \\ &\vdots \\ V_{in} &= \frac{V_i}{n} \pm \Delta V_{in} \end{aligned} \quad (4.104)$$

Após o desequilíbrio a tensão de entrada do conjunto continua sendo  $V_i$ . Assim, a soma das variações das tensões de entrada dos conversores tem que ser igual à zero, como definido em (4.105).

$$\Delta V_{i1} + \Delta V_{i2} + \dots + \Delta V_{in} = 0 \quad (4.105)$$

A diferença entre as tensões de entrada dos conversores adjacentes é calculada por (4.106).

$$\begin{aligned} \Delta V_{i12} &= V_{i1} - V_{i2} \\ \Delta V_{i23} &= V_{i2} - V_{i3} \\ &\vdots \\ \Delta V_{i(n-1)n} &= V_{i(n-1)} - V_{in} \end{aligned} \quad (4.106)$$

Substituindo-se (4.104) em (4.106), tem-se (4.107), que representa a diferença entre as tensões dos conversores adjacentes.

$$\begin{aligned} \Delta V_{i12} &= \Delta V_{i1} - \Delta V_{i2} \\ \Delta V_{i23} &= \Delta V_{i2} - \Delta V_{i3} \\ &\vdots \\ \Delta V_{i(n-1)n} &= \Delta V_{i(n-1)} - \Delta V_{in} \end{aligned} \quad (4.107)$$

Na Figura 4.22, são mostra as indicações do sentido das correntes utilizadas para análise do equilíbrio das tensões de entrada. Como já abordado, em regime permanente a corrente de entrada dos conversores é igual a corrente de entrada do conjunto.

Na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões de entrada dos conversores surge uma corrente de desequilíbrio, representada na Figura 4.22 por  $I_{xn}$ .

Admiti-se que durante o desequilíbrio das tensões de entrada dos conversores a tensão de entrada do conversor 1 é maior que a do conversor 2, a tensão do conversor 2 é maior que a do conversor 3 e assim sucessivamente, como definido em (4.108). Logo se pode afirmar que o valor médio da corrente de entrada do conversor 1 será menor que o do conversor 2, que será menor que a do conversor 3 e assim sucessivamente, conforme (4.109).

$$|V_{i1}| > |V_{i2}| > |V_{i3}| > \dots > |V_{in}| \quad (4.108)$$

$$|I_{s1}| < |I_{s2}| < |I_{s3}| < \dots < |I_{sn}| \quad (4.109)$$

O valor médio da corrente de desequilíbrio entre os conversores adjacentes é igual ao valor médio da diferença de corrente entre os interruptores, definido em (4.110).

$$\begin{aligned} I_{x12} &= \overline{I_{s1}} - \overline{I_{s2}} \\ I_{x23} &= \overline{I_{s2}} - \overline{I_{s3}} \\ &\vdots \\ I_{x(n-1)n} &= \overline{I_{s(n-1)}} - \overline{I_{sn}} \end{aligned} \quad (4.110)$$

O módulo da corrente capacitores de entrada é igual a corrente de desequilíbrio entre os conversores dividida por 2, conforme (4-111).

$$\begin{aligned} |I_{ci1}| &= \left| \frac{I_{x12}}{2} \right| \\ |I_{ci2}| &= \left| \frac{I_{x12}}{2} - \frac{I_{x23}}{2} \right| \\ &\vdots \\ |I_{ci(n-1)}| &= \left| \frac{I_{x(n-2)(n-1)}}{2} - \frac{I_{x(n-1)n}}{2} \right| \\ |I_{cin}| &= \left| \frac{I_{x(n-1)n}}{2} \right| \end{aligned} \quad (4-111)$$

Como já mencionado, para simplificar a análise do equilíbrio das tensões de saída será considerado que a indutância magnetizante e a

razão cíclica da comutação dos dois conversores são idênticas, conforme (4.112).

$$\begin{aligned} L_{m1} &= L_{m2} = \dots = L_{mn} = L_m \\ D_1 &= D_2 = \dots = D_n = D \end{aligned} \quad (4.112)$$

Ao considerar essas igualdades, a corrente de desequilíbrio entre os conversores é a subtração entre o valor médio da corrente que circula pelos interruptores ativos  $S_n$  e o interrupto  $S_{(n+1)}$ . Substituindo-se (4.15) e (4.16) em (4.110), tem-se (4.113).

$$I_{xn(n+1)} = \frac{D^2}{2f_s L_m} (V_{in} - V_{i(n+1)}) \quad (4.113)$$

Substituindo (4.104) em (4.113) e fazendo as devidas manipulações matemáticas, tem-se (4.114), que é a expressão que calcula a corrente de desequilíbrio em relação à razão cíclica, indutância magnetizante dos transformadores e variação da tensão entre os conversores.

$$I_{xn(n+1)} = \frac{D^2}{f_s L_m} (\Delta V_{i(n-1)} - 2\Delta V_{in} + \Delta V_{i(n+1)}) \quad (4.114)$$

Analisando-se (4.114) conclui-se que para dois conversores idênticos, a corrente de desequilíbrio ocorre quando existe uma diferença entre as tensões de entrada dos conversores.

Analisando-se a entrada do circuito da Figura 4.22 pela transformada de Laplace, tem-se que a variação de tensão dos conversores é dada por (4.115).

$$\begin{aligned} V_{i1} &= \frac{1}{sC_i} \left( I_i - \frac{I_{x12}}{2} \right) \\ V_{i2} &= \frac{1}{sC_i} \left( I_i + \frac{I_{x12}}{2} - \frac{I_{x23}}{2} \right) \\ &\vdots \\ V_{i(n-1)} &= \frac{1}{sC_i} \left( I_i + \frac{I_{x(n-2)(n-1)}}{2} - \frac{I_{x(n-1)n}}{2} \right) \\ V_{in} &= \frac{1}{sC_i} \left( I_i + \frac{I_{x(n-1)n}}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.115)$$

Ao isolar a corrente de saída  $I_i$  de (4.115) e igualando-a para conversores adjacentes, tem-se (4.116).

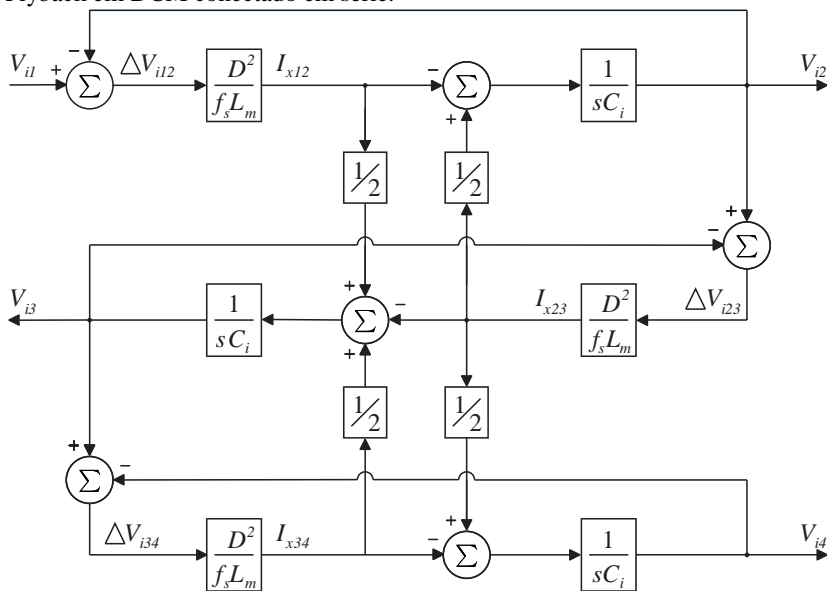
$$\begin{aligned}
 V_{i1} &= V_{i2} + \frac{1}{sC_i} \left( -I_{x12} + \frac{I_{x23}}{2} \right) \\
 V_{i2} &= V_{i3} + \frac{1}{sC_i} \left( \frac{I_{x12}}{2} - I_{x23} + \frac{I_{x34}}{2} \right) \\
 &\vdots \\
 V_{i(n-1)} &= V_{on} + \frac{1}{sC_i} \left( \frac{I_{x(n-2)(n-1)}}{2} - I_{x(n-1)n} \right)
 \end{aligned} \tag{4.116}$$

Substituindo (4.114) em (4.116) obtém-se (4.117) que representa a variação da tensão de entrada dos conversores adjacentes.

$$\begin{aligned}
 V_{i1} &= V_{i2} + \frac{1}{sC_i} \left[ \frac{D^2}{2f_s L_m} \left( -\Delta V_{i12} + \frac{\Delta V_{i23}}{2} \right) \right] \\
 V_{i2} &= V_{i3} + \frac{1}{sC_i} \left[ \frac{D^2}{2f_s L_m} \left( \frac{\Delta V_{i12}}{2} - \Delta V_{i23} + \frac{\Delta V_{i34}}{2} \right) \right] \\
 &\vdots \\
 V_{i(n-1)} &= V_{in} + \frac{1}{sC_i} \left( \frac{D^2}{2f_s L_m} \left( \frac{\Delta V_{i(n-2)(n-1)}}{2} - \Delta V_{i(n-1)n} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{4.117}$$

A Figura 4.23 apresenta, em forma de diagrama de blocos, o equilíbrio das tensões dos capacitores de entrada, expressa matematicamente em (4.117). Este diagrama demonstra que na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões de entrada as correntes  $I_{xn}$  são integradas, fazendo com que as tensões de entrada voltem a se equilibrar.

Figura 4.23 – Diagrama de bloco da representação da entrada do conversor Flyback em DCM conectado em série.



#### 4.1.8.2 Análise do equilíbrio das tensões de saída de conversores Flyback em DCM conectados em série

Com o conversor operando em regime permanente a tensão aplicada nos capacitores de saída é calculada por meio de (4.32). Como já demonstrado no tópico 4.1.3, a sensibilidade da tensão de saída dos conversores tem relação com a indutância magnetizante do transformador e a razão cíclica dos interruptores ativos. Para simplificar a análise do equilíbrio das tensões de saída será considerado que a indutância magnetizante, relação transformação dos transformadores e razão cíclica dos dois conversores são idênticas. Por meio dessas considerações pode-se afirmar que a tensão de saída dos conversores são iguais, conforme (4.118).

$$V_{o1} = V_{o2} = \dots = V_{on} = \frac{V_o}{n} \quad (4.118)$$

Na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões aplicadas nos capacitores de saída, os conversores tendem a retornar as suas condições de regime, (4.118). A tensão de saída em cada conversor, após o desequilíbrio, é representada por (4.119).

$$\begin{aligned} V_{o1} &= \frac{V_o}{n} + \Delta V_{o1} \\ V_{o2} &= \frac{V_o}{n} + \Delta V_{o2} \\ &\vdots \\ V_{on} &= \frac{V_o}{n} + \Delta V_{on} \end{aligned} \quad (4.119)$$

Após o desequilíbrio a tensão de saída do conjunto continua sendo  $V_o$ , logo a soma das variações das tensões de saída dos conversores tem que ser igual à zero, (4.120).

$$\Delta V_{o1} + \Delta V_{o2} + \dots + \Delta V_{on} = 0 \quad (4.120)$$

A diferença entre a tensão de saída dos conversores adjacentes é calculada por (4.121).

$$\begin{aligned} \Delta V_{o12} &= V_{o1} - V_{o2} \\ \Delta V_{o23} &= V_{o2} - V_{o3} \\ &\vdots \\ \Delta V_{o(n-1)n} &= V_{o(n-1)} - V_{on} \end{aligned} \quad (4.121)$$

Substituindo-se (4.119) em (4.121) tem-se (4.122) que representa a diferença entre as tensões dos conversores adjacentes.

$$\begin{aligned} \Delta V_{o12} &= \Delta V_{o1} - \Delta V_{o2} \\ \Delta V_{o23} &= \Delta V_{o2} - \Delta V_{o3} \\ &\vdots \\ \Delta V_{o(n-1)n} &= \Delta V_{o(n-1)} - \Delta V_{on} \end{aligned} \quad (4.122)$$

A Figura 4.22 representa a saída do conjunto de conversores Flyback, na qual as indicações de sentido das correntes mostradas são utilizadas para análise do equilíbrio. Como já foi apresentado, a corrente de cada conversor é igual a da saída global. Porém, quando ocorre um

desequilíbrio na tensão de saída de um dos conversores, surge uma corrente de desequilíbrio entre os conversores, essa representada  $I_{y(n-1)n}$ .

Nesta análise, a seguinte condição é considerada: após o desequilíbrio, a tensão do conversor 1 se torna menor que a do conversor 2, que é menor que a do conversor 3 e, assim, sucessivamente. Este comportamento é expresso em (4.123). Portanto, o valor médio da corrente de saída do conversor 1 será maior que a do conversor 2, que por sua vez será maior que o conversor 3 e, assim, sucessivamente, conforme (4.124).

$$|V_{o1}| < |V_{o2}| < \dots < |V_{on}| \quad (4.123)$$

$$\overline{I_{D1}} > \overline{I_{D2}} < \dots < \overline{I_{Dn}} \quad (4.124)$$

A corrente de desequilíbrio entre os conversores é a média da diferença entre os conversores adjacentes, conforme (4.125).

$$\begin{aligned} I_{y12} &= \overline{I_{D1}} - \overline{I_{D2}} \\ I_{y23} &= \overline{I_{D2}} - \overline{I_{D3}} \\ &\vdots \\ I_{y(n-1)n} &= \overline{I_{D(n-1)}} - \overline{I_{Dn}} \end{aligned} \quad (4.125)$$

O módulo da corrente que circula nos capacitores de saída é igual a corrente de desequilíbrio entre os conversores dividida por 2, conforme definido em (4.126).

$$\begin{aligned} |I_{co1}| &= \left| \frac{I_{y12}}{2} \right| \\ |I_{co2}| &= \left| \frac{I_{y12}}{2} - \frac{I_{y23}}{2} \right| \\ |I_{co3}| &= \left| \frac{I_{y23}}{2} - \frac{I_{y34}}{2} \right| \\ &\vdots \\ |I_{co(n-1)}| &= \left| \frac{I_{y(n-2)(n-1)}}{2} - \frac{I_{y(n-1)n}}{2} \right| \\ |I_{con}| &= \left| \frac{I_{y(n-1)n}}{2} \right| \end{aligned} \quad (4.126)$$

Mencionado no início do capítulo, para simplificar a análise do equilíbrio das tensões de saída será considerado que a indutância

magnetizante, relação transformação dos transformadores e razão cíclica de comutação dos conversores são idênticas, (4.127).

$$\begin{aligned} a_1 &= a_2 = \dots = a_n = a \\ D_1 &= D_2 = \dots = D_n = D \\ L_{m1} &= L_{m2} = \dots = L_{mn} = L_m \\ I_{Dp1} &= I_{Dp2} = \dots = I_{Dpn} = I_{Dp} \end{aligned} \quad (4.127)$$

Com as considerações de (4.127), é definida a expressão em (4.128) do valor médio da corrente nos interruptores passivos em função da tensão de saída e do desequilíbrio entre as tensões de entrada.

$$\overline{I_{Dn}} = \frac{L_m I_{Dp}^2}{a^2 2T_s} \left( \frac{1}{\frac{V_o}{n} - \Delta V_{on}} \right) \quad (4.128)$$

O valor de pico da corrente de saída é igual ao valor de pico da corrente de entrada multiplicado pela relação de transformação do transformador (condição definida em (4.29)). Sendo os conversores idênticos a tensão de entrada dos conversores é igual a tensão de entrada do conjunto dividida pelo número de conversores. Consequentemente, o valor da corrente de pico dos interruptores passivos pode ser representada por (4.129).

$$I_{Dp} = a \frac{V_i}{nL_m} \frac{D}{f_s} \quad (4.129)$$

Substituindo (4.129) em (4.128), tem-se (4.130).

$$\overline{I_{Dn}} = \frac{V_i^2 D^2}{n^2 f_s L_m} \left( \frac{1}{\frac{V_o}{n} - \Delta V_{on}} \right) \quad (4.130)$$

Substituindo (4.130) em (4.125), tem-se (4.131) que é a definição genérica da corrente de desequilíbrio entre os conversores adjacente.

$$I_{y(n-1)n} = \frac{V_i^2 D^2}{n^2 f_s L_m} \left( \frac{1}{V_{o(n-1)}} - \frac{1}{V_{on}} \right) \quad (4.131)$$



Ao substituir (4.119) em (4.131), obtém-se (4.132).

$$I_{y(n-1)n} = \frac{V_i^2 D^2}{n^2 f_s L_m} \left( \frac{\Delta V_{o(n-1)} - \Delta V_{on}}{\left(\frac{V_o}{n}\right)^2 + \frac{V_o}{n} (\Delta V_{o(n-1)} + \Delta V_{on}) + \Delta V_{o(n-1)} \Delta V_{on}} \right) \quad (4.132)$$

Substituindo (4.121) em (4.132) tem-se (4.133).

$$I_{y(n-1)n} = \frac{V_i^2 D^2}{n^2 f_s L_m} \left( \frac{\Delta V_{o(n-1)n}}{\left(\frac{V_o}{n}\right)^2 + \frac{V_o}{n} (\Delta V_{o(n-1)} + \Delta V_{on}) + \Delta V_{o(n-1)} \Delta V_{on}} \right) \quad (4.133)$$

A diferença da tensão de saída entre os conversores ( $\Delta V_{on}$ ) é menor que a tensão de saída com o sistema em regime permanente. Logo em (4.133) a tensão de saída dos conversores ( $V_o/n$ ) elevada ao quadrado é muito maior que a soma dos demais termos, (4.134).

$$\left(\frac{V_o}{n}\right)^2 \gg \frac{V_o}{n} (\Delta V_{o(n-1)} + \Delta V_{on}) + \Delta V_{o(n-1)} \Delta V_{on} \quad (4.134)$$

Neste caso é aceitável considerar apenas a tensão de saída dos conversores elevada ao quadrado e desconsiderar a soma dos demais termos. Ao fazer tal simplificação obtém-se (4.135).

$$I_{y(n-1)n} = \frac{D^2 \Delta V_{o(n-1)n}}{f_s L_m} \left(\frac{V_i}{V_o}\right)^2 \quad (4.135)$$

A tensão de saída sobre a tensão de entrada é o ganho do conversor, assim, (4.135) pode ser redefinida em (4.136).

$$I_{y(n-1)n} = \frac{D^2 \Delta V_{o(n-1)n}}{f_s L_m} \left(\frac{1}{G}\right)^2 \quad (4.136)$$

O ganho do conversor é dado pela tensão de saída sobre a tensão de entrada. Os conversores do conjunto estão operando em modo de condução descontínua e, nesse modo, o ganho é dado por (3.13). Ao

substituir a (3.13) em (4.136), o valor médio da diferença entre as correntes de saída é dada por (4.137).

$$I_{y(n-1)n} = \frac{\Delta V_{o(n-1)n}}{R_o} \quad (4.137)$$

A Figura 4.24 representa a saída dos conversores conectados em série após o desequilíbrio entre as tensões de saída. Aplicando a Transformada de Laplace nas equações que descreve este circuito, define-se a tensão de saída dos conversores, expressa em (4.138).

$$\begin{aligned} V_{o1} &= \frac{1}{sC_o} \left( I_o - \frac{I_{y12}}{2} \right) \\ V_{o2} &= \frac{1}{sC_o} \left( I_o + \frac{I_{y12}}{2} - \frac{I_{y23}}{2} \right) \\ &\vdots \\ V_{o(n-1)} &= \frac{1}{sC_o} \left( I_o + \frac{I_{y(n-2)(n-1)}}{2} - \frac{I_{y(n-1)n}}{2} \right) \\ V_{on} &= \frac{1}{sC_o} \left( I_o + \frac{I_{y(n-1)n}}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.138)$$

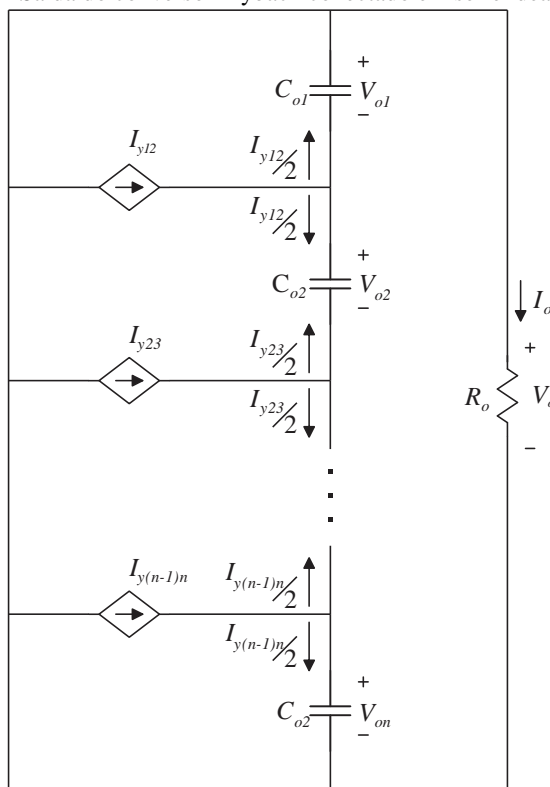
Ao isolar a corrente de saída  $I_o$  em (4.138) e igualar as equações, tem-se (4.139).

$$\begin{aligned} V_{o1} &= V_{o2} + \frac{1}{sC_o} \left( -I_{y12} + \frac{I_{y23}}{2} \right) \\ V_{o2} &= V_{o3} + \frac{1}{sC_o} \left( \frac{I_{y12}}{2} - I_{y23} + \frac{I_{y34}}{2} \right) \\ &\vdots \\ V_{o(n-1)} &= V_{on} + \frac{1}{sC_o} \left( \frac{I_{y(n-2)(n-1)}}{2} - I_{y(n-1)n} \right) \end{aligned} \quad (4.139)$$

Substituindo (4.137) em (4.139) tem-se (4.140) que representa a tensão de saída dos conversores em relação ao desequilíbrio da tensão de saída.

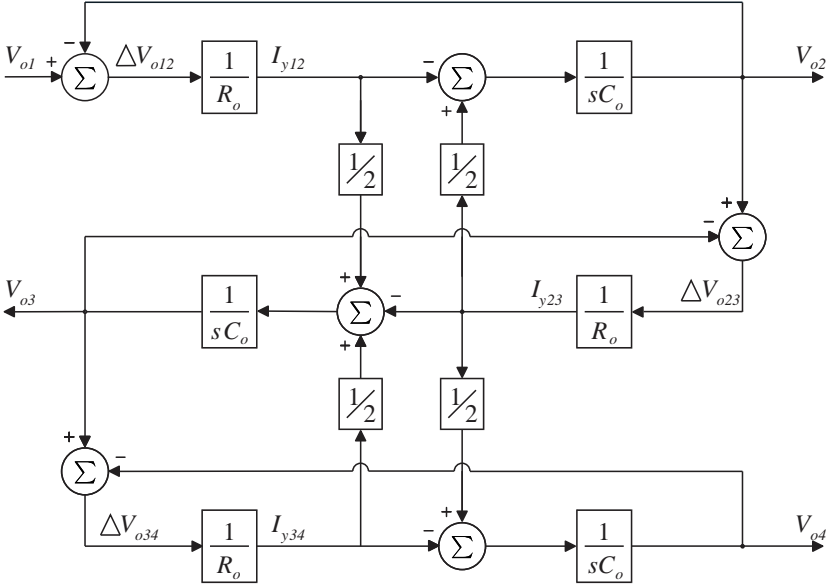
$$\begin{aligned}
 V_{o1} &= V_{o2} + \frac{1}{sC_o} \left[ \frac{1}{R_o} \left( -\Delta V_{o12} + \frac{\Delta V_{o23}}{2} \right) \right] \\
 V_{o2} &= V_{o3} + \frac{1}{sC_o} \left[ \frac{1}{R_o} \left( \frac{\Delta V_{o12}}{2} - \Delta V_{o23} + \frac{\Delta V_{o34}}{2} \right) \right] \\
 &\vdots \\
 V_{o(n-1)} &= V_{on} + \frac{1}{sC_o} \left[ \frac{1}{R_o} \left( \frac{\Delta V_{o(n-2)(n-1)}}{2} - \Delta V_{o(n-1)n} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{4.140}$$

Figura 4.24 – Saída do conversor Flyback conectado em série idealizado.



A Figura 4.25 apresenta em forma de diagrama de blocos o equilíbrio das tensões dos capacitores de saída, estando baseada na equação (4.140). Este diagrama demonstra que na ocorrência de um desequilíbrio entre as tensões de saída as correntes  $I_{yn}$  são integradas, fazendo com que as tensões de saída voltem a se equilibrar.

Figura 4.25 – Diagrama de bloco da representação da saída do conversor Flyback em DCM conectado em série.



#### 4.1.9 Análise do Equilíbrio da Tensão de Entrada e da Saída do Conversor Flyback em CCM Conectado em Série

A conexão série-série entre conversores Flyback em DCM possui uma dinâmica natural de equilíbrio entre as tensões de entrada e saída, demonstrada nos tópicos anteriores. Já na conexão série-série entre conversores Flyback operando em modo de condução contínua esta dinâmica de natural de equilíbrio não existe. Isso ocorre porque o ganho estático do conversor Flyback em CCM é dependente apenas da razão cíclica (3.17).

Conversores conectados em série-série possuem as mesmas correntes de entrada e de saída e consequentemente, o mesmo ganho estático, provado em (4.6). Quando conversores idênticos são conectados em série e operam com a mesma razão cíclica, a tensão aplicada na entrada de cada conversor é igual à tensão de entrada do conjunto dividida pelo número de conversores pertencente ao conjunto, (4.103). De forma semelhante a tensão de saída de cada conversor é

igual à tensão de saída do conjunto dividida pelo número de conversores conectado em série (4.118).

Na ocorrência de um desequilíbrio (degrau de carga, perda momentânea de comutação, interruptores com características diferentes...) entre as tensões aplicadas na entrada dos conversores, representado por (4.141), o ganho estático entre os conversores ficam momentaneamente diferentes. Neste desequilíbrio a tensão de entrada do conjunto continua sendo  $V_i$  e soma das variações das tensões de entrada dos conversores,  $\Delta V_{in}$ , é igual a zero.

$$\begin{aligned} V_{i1} &= \frac{V_i}{n} + \Delta V_{i1} \\ V_{i2} &= \frac{V_i}{n} + \Delta V_{i2} \\ &\vdots \\ V_{in} &= \frac{V_i}{n} + \Delta V_{in} \end{aligned} \quad (4.141)$$

A desigualdade no ganho estático entre os conversores gera correntes de desequilíbrio na entrada e na saída dos conversores (representada na Figura 4.22 por  $I_{x_{n(n+1)}}$  e  $I_{y_{n(n+1)}}$ ). Essas correntes fazem com que as tensões de entrada e de saída, de cada conversor, sejam alteradas até que o ganho estático dos conversores seja igualado.

Como no modo de condução contínua o ganho estático depende apenas da razão cíclica, o equilíbrio dos ganhos não significa necessariamente equilíbrio entre as tensões de entrada e saída dos conversores, comprovada nos tópicos anteriores. Logo, após o equilíbrio dos ganhos dos conversores, a tensão de entrada pode ser representada por (4.142).

$$\begin{aligned} V_{i1} &= \frac{V_i}{n} + \Delta V_{i1}' \\ V_{i2} &= \frac{V_i}{n} + \Delta V_{i2}' \\ &\vdots \\ V_{in} &= \frac{V_i}{n} + \Delta V_{in}' \end{aligned} \quad (4.142)$$

Os conversores possuem o mesmo ganho, assim alterando a tensão de entrada, a tensão de saída também é alterada. Após o

equilíbrio dos ganhos, a tensão de saída dos conversores é representada por (4.143).

$$\begin{aligned} V_{o1} &= \frac{V_o}{n} + \Delta V_{o1} \\ V_{o2} &= \frac{V_o}{n} + \Delta V_{o2} \\ &\vdots \\ V_{on} &= \frac{V_o}{n} + \Delta V_{on} \end{aligned} \quad (4.143)$$

Onde,

$$\begin{aligned} \Delta V_{o1} &= G\Delta V_{i1}' \\ \Delta V_{o2} &= G\Delta V_{i2}' \\ &\vdots \\ \Delta V_{on} &= G\Delta V_{in}' \end{aligned} \quad (4.144)$$

Mesmo com o desequilíbrio entre as tensões de saída dos conversores a tensão de saída do conjunto continua sendo  $V_o$ , logo a soma das variações das tensões de saída dos conversores é igual à zero, (4.145).

$$\Delta V_{o1} + \Delta V_{o2} + \dots + \Delta V_{on} = 0 \quad (4.145)$$

O comportamento da tensão de entrada e de saída de três conversores Flyback (idênticos) em CCM conectados em série após um desequilíbrio de tensão é apresentado nas Figura 4.26 - Figura 4.28. Na Figura 4.26 as tensões de entrada dos conversores iniciam iguais e as tensões de saída desequilibradas. Na Figura 4.27 inicia com as tensões de entrada dos conversores desequilibradas e as tensões de saída equilibradas. Na Figura 4.28 inicia com as tensões de entrada e de saída, dos conversores, desequilibradas. Nestas Figuras é facilmente constatado que as tensões de entrada e de saída não se igualam, apenas o ganho estático dos conversores é igualado.

Figura 4.26 – Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de entrada dos conversores Flyback em CCM.

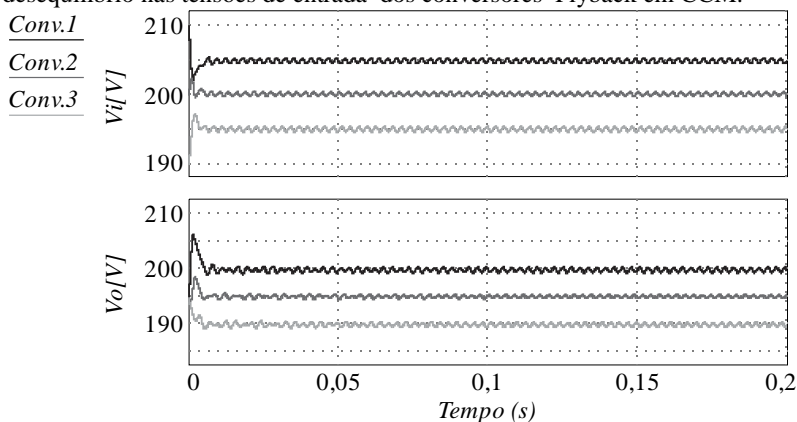


Figura 4.27 - Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de saída dos conversores Flyback em CCM.

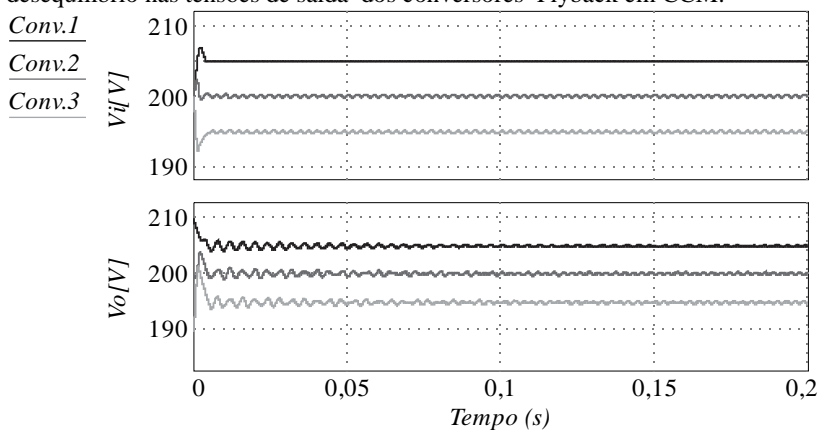
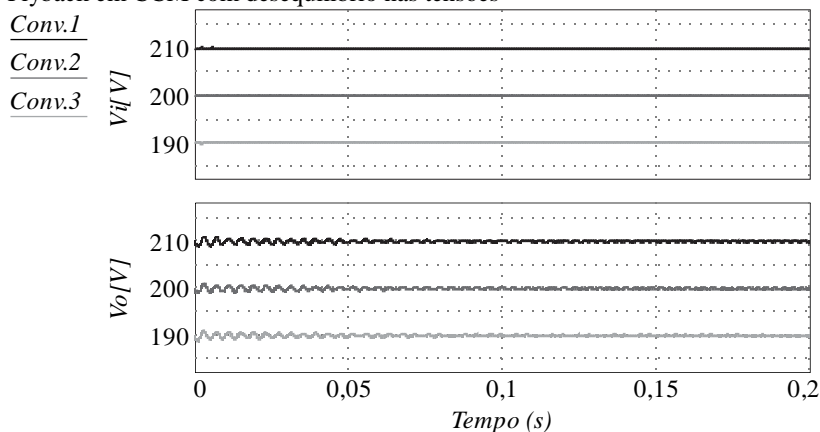
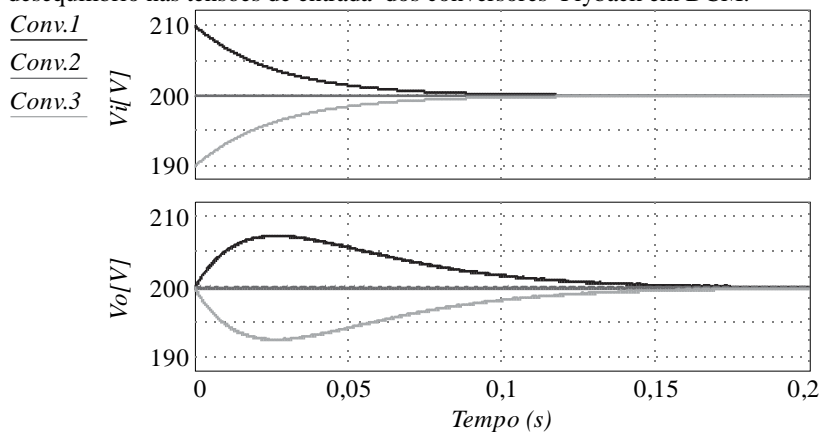


Figura 4.28 - Comportamento das tensões de entrada e de saída dos conversores Flyback em CCM com desequilíbrio nas tensões



Nas Figura 4.29 - Figura 4.31 é apresentado o comportamento da tensão de entrada e de saída de três conversores Flyback (idênticos) em DCM conectados em série após um desequilíbrio de tensão. Na Figura 4.29 as tensões de entrada dos conversores iniciam iguais e as tensões de saída iniciam desequilibradas.

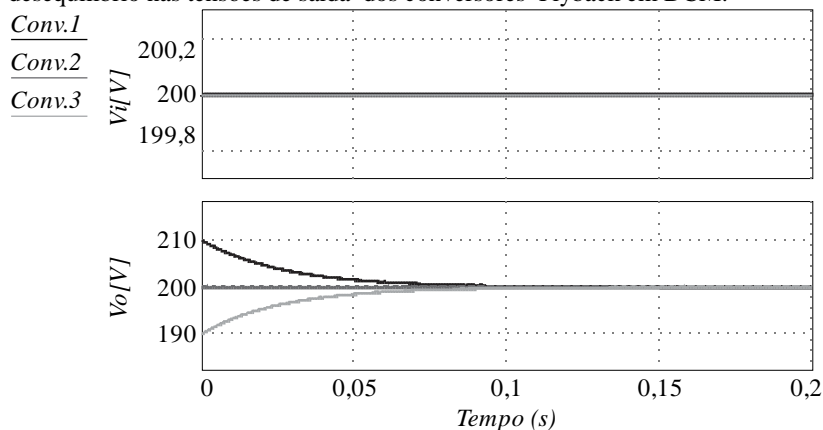
Figura 4.29 - Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de entrada dos conversores Flyback em DCM.



Na Figura 4.30 as tensões de entrada dos conversores iniciam desequilibradas e as tensões de saída equilibradas.

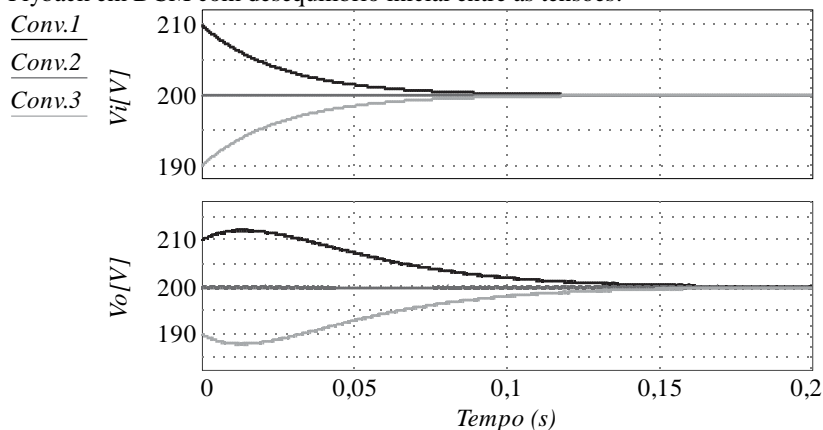


Figura 4.30 - Comportamento das tensões de entrada e de saída com desequilíbrio nas tensões de saída dos conversores Flyback em DCM.



Na Figura 4.31 as tensões de entrada e de saída dos conversores iniciam desequilibradas.

Figura 4.31 - Comportamento das tensões de entrada e de saída dos conversores Flyback em DCM com desequilíbrio inicial entre as tensões.



Nestas Figuras é facilmente constatado que as tensões de entrada e de saída são igualadas e consequentemente o ganho estático dos conversores é igualado.

## 5 MODELAGEM DO CONVERSOR FLYBACK OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

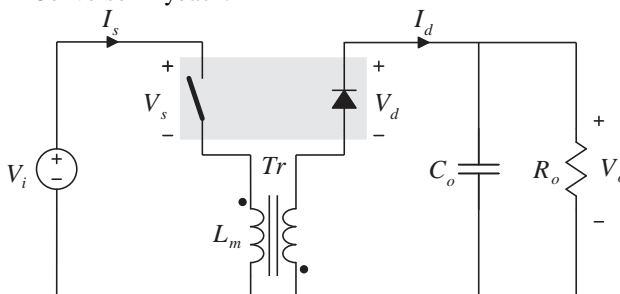
A modelagem do conversor tem como objetivo o desenvolvimento sistema de controle.

Uma das técnicas para obter a modelagem do conversor Flyback operando em condução descontínua é encontrar os modelos dos interruptores ativos e passivos. Obtendo-se tais modelos, o conversor é linearizado para um ponto de operação e, nesse ponto, é aplicada uma perturbação para obter o modelo de pequenos sinais.

### 5.1 MODELO DO VALOR MÉDIO DOS INTERRUPTORES

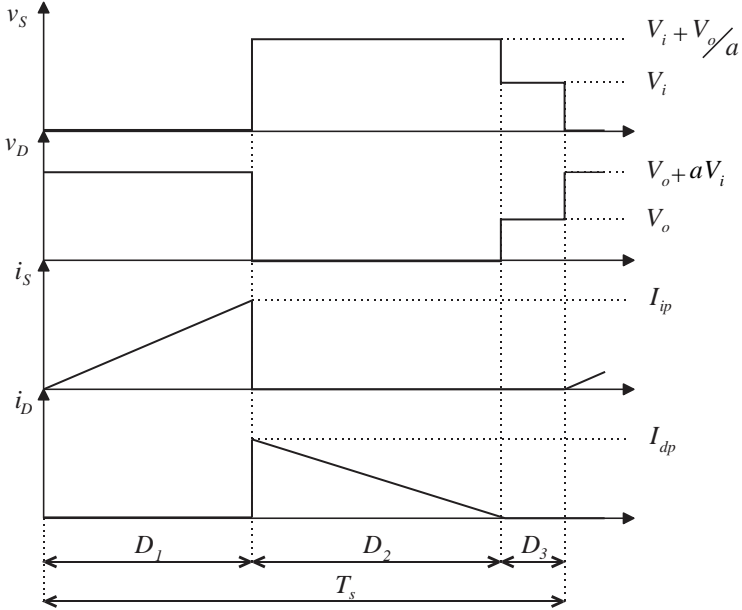
O modelo que descreve o valor médio dos interruptores é obtido por meio dos valores médios das tensões e das correntes médias aplicada nos terminais dos mesmos. O esquemático do conversor Flyback com os interruptores colocadas em destaque é ilustrado na Figura 5.1.

Figura 5.1 - Conversor Flyback.



As etapas de operação do conversor foram descritas no item 3.1. As principais formas de onda nos interruptores são demonstradas na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Forma de onda das principais grandezas envolvidas.



Os valores médios da tensão  $v_s$  e corrente  $i_s$  aplicadas no interruptor ativo  $S$  e a tensão  $v_d$  e corrente  $i_s$  aplicada no interruptor passivo  $D$ , são obtidos por meio das variáveis fixas do conversor ( $V_i$ ,  $a$ ,  $L_m$ ,  $C_o$ ).

O valor médio da tensão aplicada no interruptor ativo  $S$  é calculado por (5.1).

$$\langle v_s \rangle_{T_s} = d_1 0 + d_2 [V_i + nV_o] + d_3 V_i \quad (5.1)$$

O instante  $d_3(t)$  é calculado conforme (5.2).

$$d_3 = 1 - d_1 - d_2 \quad (5.2)$$

Substituindo (5.2) em (5.1) tem-se (5.3) que representa o valor da tensão média, para um período de comutação, aplicada no interruptor ativo  $S$ .

$$\langle v_s \rangle_{T_s} = (1 - d_1) V_i + d_2 n V_o \quad (5.3)$$

O valor da tensão média, para um período de comutação, aplicada no interruptor passivo  $D$  é calculado por (5.4).

$$\langle v_D \rangle_{T_s} = d_1 \left( \frac{V_i}{n} + V_o \right) + d_2 0 + d_3 V_o \quad (5.4)$$

Substituindo (5.2) em (5.4), encontra-se (5.5) que representa valor da tensão média, para um período de comutação, aplicada no interruptor passivo  $D$ .

$$\langle v_D \rangle_{T_s} = d_1(t) \frac{V_i}{n} + (1 - d_2) V_o \quad (5.5)$$

O valor da corrente média, em um período de comutação, que circula pelo interruptor ativo é calculado por meio de (5.6).

$$\langle i_s \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_s dt = \frac{d_1 T_s}{2T_s} I_{sp} \quad (5.6)$$

Onde,  $i_{sp}$  é a corrente de pico que circula no interruptor ativo. Esta corrente é obtida por (5.7).

$$I_{sp} = \frac{V_i d_1}{L_m} T_s \quad (5.7)$$

Substituindo (5.7) em (5.6), encontra-se (5.8), que representa da corrente média, em um período de comutação, que circula pelo interruptor ativo.

$$\langle I_s \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2 T_s}{2L_m} V_i \quad (5.8)$$

O valor da corrente média, em um período de comutação, que circula pelo interruptor passivo é calculado por (5.9).

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_D dt = \frac{(d_2 T_s)}{2T_s} i_{Dp} \quad (5.9)$$

Onde  $i_{Dp}$  é o valor da corrente de pico que passa no interruptor passivo, sendo calculado por (5.10).

$$I_{Dp} = nI_{sp} = \frac{aV_i d_1}{L_m} T_s \quad (5.10)$$

Substituindo (5.10) em (5.9), define-se (5.11), que representa o valor da corrente média que circula no interruptor passivo.

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = n \frac{d_1 d_2 T_s}{2L_m} V_i \quad (5.11)$$

Com o conversor operando em DCM, o valor médio da tensão aplicada na indutância magnetizante do transformador  $L_m$  (vista no primário do transformador) tem que ser igual a zero durante um ciclo de operação. Tal tensão é estrita em (5.12).

$$\langle v_L \rangle_{T_s} = d_1 V_i - d_2 a V_o + d_3 0 \quad (5.12)$$

Isolando  $d_2$  tem-se (5.13).

$$d_2 = d_1(t) \frac{V_i}{nV_o} \quad (5.13)$$

As equações (5.3), (5.5), (5.8) e (5.11) representam os valores médios das grandezas nos terminais dos interruptores para o conversor Flyback operando em DCM. Substituindo (5.13) em (5.3), (5.5) e (5.11), obtém-se as equação dos valores médios nos terminais dos interruptores em termos de  $d_1$ , que representa a razão cíclica do conversor. Essas serão utilizadas para construção do circuito equivalente dos interruptores.

$$\langle V_S \rangle_{T_s} = V_i \quad (5.14)$$

$$\langle V_D \rangle_{T_s} = V_o \quad (5.15)$$

$$\langle i_s \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2 T_s}{2L_m} V_i \quad (5.16)$$

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2 T_s}{2L_m} \frac{V_i^2}{V_o} \quad (5.17)$$

### 5.1.1 Construção do Circuito Equivalente

Ao observar (5.16), nota-se que o valor médio da corrente que atravessa o interruptor ativo é proporcional à tensão média aplicada sobre ele, podendo ser calculada por (5.18).

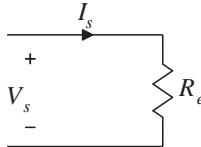
$$\langle I_s \rangle_{T_s} = \frac{V_i}{R_e} \quad (5.18)$$

Onde a resistência  $R_e$  é representada por (5.19).

$$R_e = \frac{2L_m}{d_1^2 T_s} \quad (5.19)$$

O circuito equivalente que representa o interruptor  $S$  consiste em uma resistência, demonstrada na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Modelo equivalente do transistor ativo.

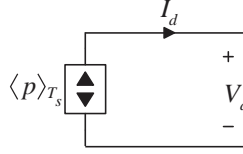


O modelo do circuito equivalente do interruptor passivo  $D$ , é obtido pela multiplicação de ambos os lados de (5.17) por  $\langle V_D \rangle_{T_s}$ . Assim, obtém-se (5.20).

$$\langle v_D \rangle_{T_s} \langle I_D \rangle_{T_s} = \frac{V_i^2}{R_e} = \langle P \rangle_{T_s} \quad (5.20)$$

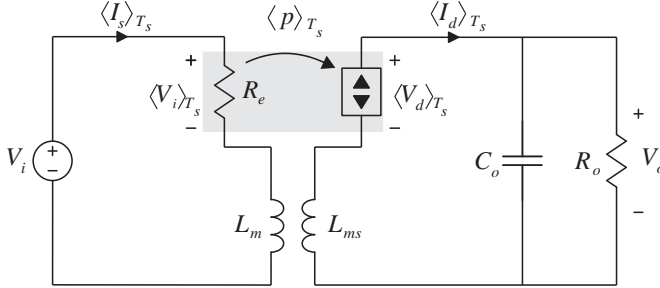
O valor médio da potência consumida pela resistência  $R_e$  é transferida para a saída do interruptor passivo, podendo esse comportamento ser representado por uma fonte de potência dependente, ilustrada na Figura 5.4.

Figura 5.4 – Modelo equivalente do interruptor passivo.



A Figura 5.5 representa o conversor Flyback com o modelo de resistência sem perdas.

Figura 5.5 – Modelo equivalente do conversor Flyback operando MCD representado pelo modelo de resistência sem perda



Através da análise do circuito da Figura 5.5 é obtido o ganho estático do conversor Flyback operando em DCM. Como a potência de entrada é igual à potência na saída tem-se:

$$V_i \langle I_s \rangle_{T_s} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (5.21)$$

Substituindo a (5.18) em (5.21), tem-se (5.22).

$$\frac{V_i^2}{R_e} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (5.22)$$

Dessa forma, o ganho estático do conversor pode ser representado por (5.23).

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\sqrt{\frac{R_o}{R_e}} = d_1 \sqrt{\frac{T_s R_o}{2L_m}} \quad (5.23)$$

Ao substituir (5.19) em (5.23) encontra-se o mesmo ganho estático calculado em (3.13), comprovando que esta equação é válida quando o conversor opera em regime permanente.

## 5.2 MODELO DE PEQUENOS SINAIS

A Figura 5.5 representa o circuito equivalente dos interruptores para grandes sinais, o qual é não linear. Uma linearização em torno do ponto de operação pode ser realizada para assim, se obter um modelo de pequenos sinais linearizado. Ao desenvolver este procedimento tem-se (5.24) - (5.28).

$$d = D + \hat{d} \quad (5.24)$$

$$\langle v_S \rangle_{T_s} = V_S + \widehat{v_S} \quad (5.25)$$

$$\langle i_S \rangle_{T_s} = I_S + \quad (5.26)$$

$$\langle v_D \rangle_{T_s} = V_D + \widehat{v_D} \quad (5.27)$$

$$\langle i_D \rangle_{T_s} = I_D + \widehat{i_D} \quad (5.28)$$

Os valores médios das correntes nos terminais dos interruptores  $S$  e  $D$  são representadas por (5.16) e (5.17). Ao aplicar as perturbações e a linearização destas equações em torno do ponto de operação, tem-se (5.29) e (5.30).

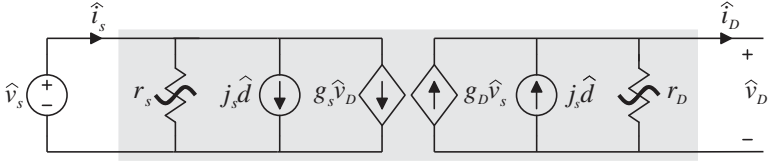
$$\widehat{i_S} = \frac{\widehat{v_S}}{r_S} + j_S \hat{d} + g_S \widehat{v_D} \quad (5.29)$$

$$\widehat{i_D} = \frac{-\widehat{v_D}}{r_D} + j_D \hat{d} + g_D \widehat{v_S} \quad (5.30)$$

A Figura 5.6 expressa modelo de pequenos sinais para os interruptores.



Figura 5.6 – Modelo equivalente do conversor Flyback operando MCD para pequenos sinais.



Os parâmetros  $r_s$ ,  $j_s$  e  $g_s$  são encontrados através da expansão de Taylor de (5.16). A corrente média no interruptor ativo pode ser expressa conforme equação (5.31).

$$\langle i_s \rangle_{T_s} = \frac{\langle V_S \rangle_{T_s}}{R_e} = f_s(\langle v_s \rangle_{T_s}, \langle v_D \rangle_{T_s}, d) \quad (5.31)$$

Ao expandir a expressão em uma série de Taylor tridimensional sobre o ponto de operação quiescente ( $V_S$ ,  $V_D$ ,  $D$ ) é obtida a equação (5.32).

$$\begin{aligned} I_S + \hat{i}_S = & f_S(V_S, V_D, D) + \hat{v}_S \left. \frac{\partial f_S(v_S, V_D, D)}{\partial v_S} \right|_{v_S=V_S} \\ & + \hat{v}_D \left. \frac{\partial f_S(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} \\ & + \hat{d} \left. \frac{\partial f_S(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} \\ & + \text{termos de ordem superior não linear} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Os termos constantes de (5.32) são apresentados conforme (5.33).

$$I_S = f_S(V_S, V_D, D) = \frac{V_S}{R_e} \quad (5.33)$$

Os termos alternados de primeira ordem de (5.32) podem ser representados conforme a equação (5.34).

$$\hat{i}_S = \hat{v}_S t \frac{1}{r_s} + \hat{v}_D g_s + \hat{d} j_s \quad (5.34)$$

Onde:

$$\frac{1}{r_S} = \left. \frac{\partial f_S(v_S, V_D, D)}{\partial v_S} \right|_{v_S=V_S} = \frac{1}{R_e} \quad (5.35)$$

$$g_S = \left. \frac{\partial f_S(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} = 0 \quad (5.36)$$

$$j_S = \left. \frac{\partial f_S(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = - \frac{V_S}{R_e^2} \left. \frac{\partial R_e}{\partial d} \right|_{d=D} = \frac{2V_S}{DR_e} \quad (5.37)$$

De maneira similar os parâmetros  $r_D$ ,  $j_D$  e  $g_D$  são encontrados através da expansão de Taylor da equação (5.17). O valor médio da corrente no interruptor passivo pode ser expressa conforme equação (5.38).

$$\langle i_S \rangle_{T_s} = \frac{\langle V_S \rangle_{T_s}^2}{R_e \langle V_D \rangle_{T_s}} = f_D(\langle v_S \rangle_{T_s}, \langle v_D \rangle_{T_s}, d) \quad (5.38)$$

Ao expandir a expressão em uma série de Taylor tridimensional sobre o ponto de operação quiescente ( $V_S$ ,  $V_D$ ,  $D$ ) é obtida a equação (5.39).

$$\begin{aligned} I_D + \widehat{i_D} = & f_D(V_S, V_D, D) + \widehat{v_S} \left. \frac{\partial f_D(v_S, V_D, D)}{\partial v_S} \right|_{v_S=V_S} \\ & + \widehat{v_D} \left. \frac{\partial f_D(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} \\ & + \widehat{d} \left. \frac{\partial f_D(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} \\ & + \text{termos de ordem superior não linear} \end{aligned} \quad (5.39)$$

Os termos constantes da equação (5.39) são apresentados conforme a equação (5.40).

$$I_S = f_S(V_S, V_D, D) = \frac{V_S^2}{R_e \cdot V_D} \quad (5.40)$$

Os termos alternados de primeira ordem da equação (5.40) pode ser representado conforme a equação (5.41).

$$\widehat{i_D} = \widehat{v_D} \left( -\frac{1}{r_D} \right) + \widehat{v_S} g_D + \widehat{d} j_D \quad (5.41)$$

Onde:

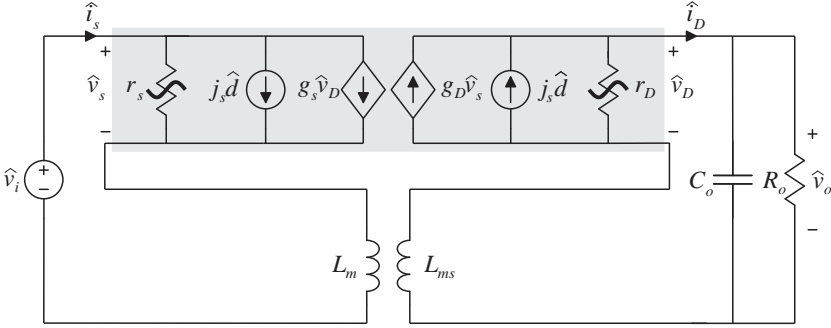
$$\frac{1}{r_D} = \left. \frac{\partial f_D(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} = \frac{1}{R} \quad (5.42)$$

$$g_D = \left. \frac{\partial f_D(v_S, V_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_S=V_S} = \frac{2}{D \cdot G \cdot R_e} \quad (5.43)$$

$$j_D = \left. \frac{\partial f_S(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = - \left. \frac{V_S^2}{R_e^2 V_D} \frac{\partial R_e}{\partial d} \right|_{d=D} = \frac{2V_S}{D \cdot G \cdot R_e} \quad (5.44)$$

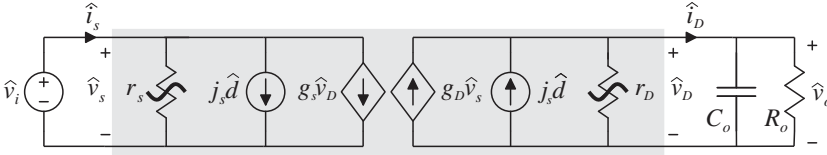
A Figura 5.7 representa o modelo de pequenos sinais para os interruptores do Flyback funcionando em modo de condução descontínua. Esse modelo é formado por elementos dinâmicos, capacitor  $C_o$  e indutância magnetizante  $L_m$ . A função de controle da saída obtida pela solução do modelo de circuito equivalente apresenta dois polos. Um polo gerado pelo capacitor  $C_o$  que aparece em baixas frequências. O outro polo, junto com o zero no semi-plano direito (SPD) deriva da indutância magnetizante  $L_m$ , que geralmente está posicionado em frequências muito mais altas, próximo da frequência de comutação do conversor.

Figura 5.7 – Modelo de pequenos sinais do conversor Flyback obtido pela inclusão do modelo de pequenos sinais das duas chave no circuito original.



Para determinar a função de transferência de baixa frequência para pequenos sinais do conversor Flyback a indutância magnetizante  $L_m$  tende a zero, ou seja, é um curto-circuito. A Figura 5.8 mostra o circuito equivalente do conversor Flyback para pequenos sinais desprezando a indutância  $L_m$ .

Figura 5.8 – Modelo de pequenos sinais para baixas frequências obtidas desprezando a indutância  $L_m$ .



A função de transferência de controle da saída para o conversor Flyback em MCD é encontrada analisando a Figura 5.8.

$$\left. \frac{\widehat{v}_D}{\widehat{d}} \right|_{v_{in}=0} = \frac{V_o/D}{1 + s R_o C_o / 2} \quad (5.45)$$

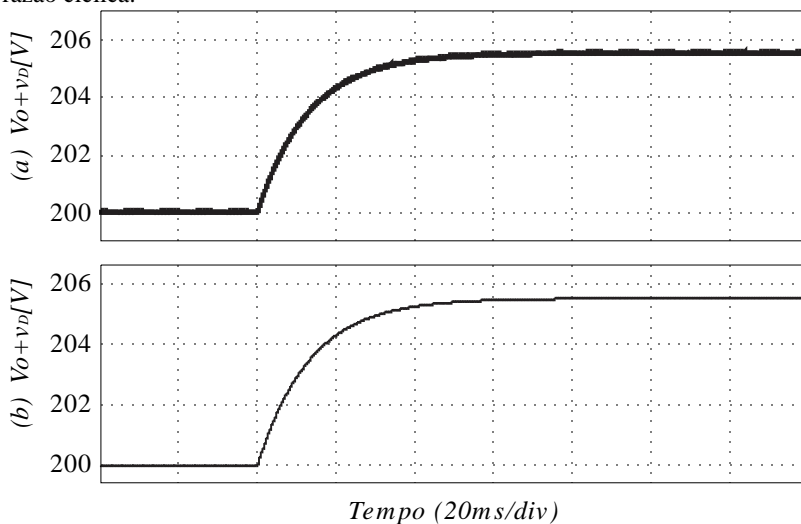
A fim de validar o modelo obtido, foi realizada simulação, na qual foi aplicada uma perturbação na razão cíclica do conversor e no modelo linearizado obtido. A tensão de saída do conversor e a resposta dos modelos foram observadas. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1- Parâmetros utilizados para simulação comprobatória do modelo linearizado.

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal
Tensão de entrada do conjunto	$V_{in}$	200 V
Tensão de saída do conjunto	$V_o$	200 V
Razão cíclica	$D$	0,40
Frequência de comutação	$f_s$	40 kHz
Indutância magnetizante	$L_m$	76,5 $\mu$ H
Capacitor de saída	$C_o$	660 $\mu$ F
Carga	$R_o$	40 $\Omega$

O resultado de simulação da tensão de saída do conversor e a resposta do modelo linear são apresentados na Figura 5.9, o índice “a” refere-se ao circuito comutado e “b”, por valores médios. Observa-se que a simulação inicia com uma tensão de saída, então é aplicado um degrau na razão cíclica e esta tensão responde elevando este valor. Pela Figura 5.9 observa-se que o modelo linearizado representa com exatidão o conversor.

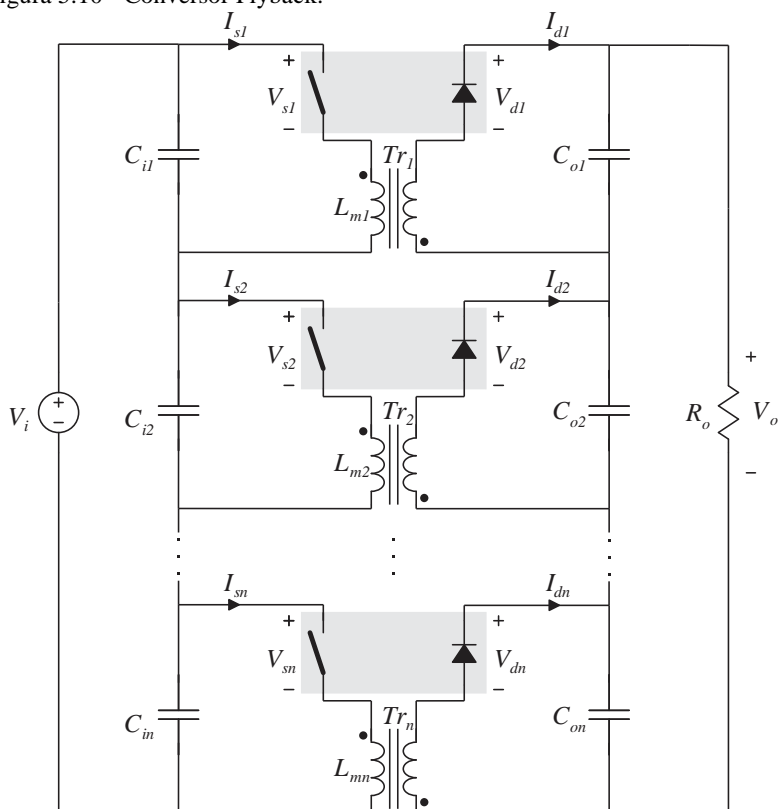
Figura 5.9 – Resposta dinâmica da tensão de saída para uma perturbação na razão cíclica.



### 5.3 MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA O CONJUNTO DE CONVERSORES FLYBACK CONECTADO EM SÉRIE

O modelo médio dos interruptores é obtido por meio dos valores médios das tensões e correntes aplicadas nos terminais dos mesmos. O esquemático do conjunto de conversores Flyback conectados em série com as chaves colocada em destaque é ilustrado na Figura 5.10.

Figura 5.10 - Conversor Flyback.



Como esse circuito não é linear para o modelo de pequenos sinais será gerada uma perturbação em torno de um ponto quiescente de operação, conforme:

$$d_n = D_n + \widehat{d_n} \quad (5.46)$$

$$\langle v_{S_n} \rangle_{T_s} = V_{S_n} + \widehat{v}_{S_n} \quad (5.47)$$

$$\langle i_{S_n} \rangle_{T_s} = I_{S_n} + \widehat{i}_{S_n} \quad (5.48)$$

$$\langle v_D \rangle_{T_s} = V_D + \widehat{v}_D \quad (5.49)$$

$$\langle i_{D_n} \rangle_{T_s} = I_{D_n} + \widehat{i}_{D_n} \quad (5.50)$$

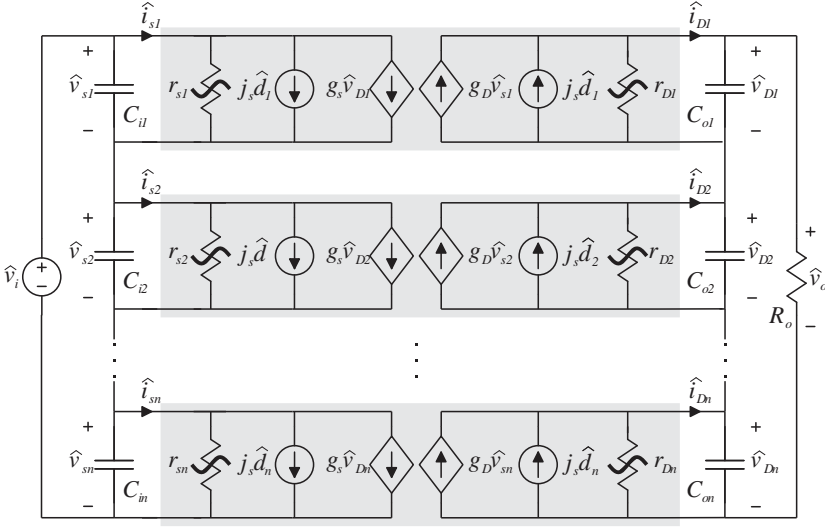
As (5.16) e (5.17) expressam o valor médio das correntes nos terminais dos interruptores em função da razão cíclica do conversor e da tensão média aplicada nos terminais desses interruptores. Ao aplicar as perturbações e a linearização dessas equações em torno do ponto quiescente de operação do conjunto de conversores, tem-se:

$$\widehat{i}_{S_n} = \frac{\widehat{v}_{S_n}}{r_{S_n}} + j_{S_n} \widehat{d}_n + g_{S_n} \widehat{v}_{D_n} \quad (5.51)$$

$$\widehat{i}_{D_n} = \frac{-1}{r_{D_n}} \widehat{v}_{D_n} + j_{D_n} \widehat{d}_n + g_{D_n} \widehat{v}_{S_n} \quad (5.52)$$

A Figura 5.11 expressa modelo de pequenos sinais para os interruptores a partir das (5.51) e (5.52).

Figura 5.11 – Modelo equivalente do conversor Flyback operando MCD para pequenos sinais.



Os parâmetros  $r_s$ ,  $j_s$  e  $g_s$  são encontrados através da expansão de Taylor de (5.16). A corrente média no interruptor ativo pode ser expressa conforme equação (5.53).

$$\langle i_{s_n} \rangle_{T_s} = \frac{\langle V_{S_n} \rangle_{T_s}}{R_{e_n}} = f_s \left( \langle v_{s_n}(t) \rangle_{T_s}, \langle v_{D_n}(t) \rangle_{T_s}, d_n(t) \right) \quad (5.53)$$

Ao expandir a expressão em uma série de Taylor tridimensional sobre o ponto de operação quiescente ( $V_{S_n}$ ,  $V_{D_n}$ ,  $D_n$ ) é obtida (5.54)

$$\begin{aligned} I_{s_n} + \hat{v}_{s_n} = & f_s(V_{S_n}, V_{D_n}, D_n) + \hat{v}_{s_n} \left. \frac{\partial f_s(v_s, V_D, D)}{\partial v_s} \right|_{v_s=V_S} \\ & + \hat{v}_{D_n} \left. \frac{\partial f_s(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} \\ & + \hat{d}_n \left. \frac{\partial f_s(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} \\ & + \text{termos de ordem superior não linear} \end{aligned} \quad (5.54)$$

Os termos constantes de (5.34) são apresentados conforme (5.35).



$$I_{S_n} = f_S(V_{S_n}, V_{D_n}, D_n) = \frac{V_{S_n}}{R_{e_n}} \quad (5.55)$$

Os termos alternados de primeira ordem de (5.34) podem ser representado conforme (5.56).

$$\hat{i}_{S_n} = \widehat{v}_{S_n} \frac{1}{r_{S_n}} + \widehat{v}_{D_n} g_{S_n} + \hat{d}_n j_{S_n} \quad (5.56)$$

Onde:

$$\frac{1}{r_{S_n}} = \left. \frac{\partial f_S(v_{S_n}, V_{D_n}, D_n)}{\partial v_{S_n}} \right|_{v_S = V_S} = \frac{1}{R_{e_n}} \quad (5.57)$$

$$g_{S_n} = \left. \frac{\partial f_S(V_{S_n}, v_{D_n}, D_n)}{\partial v_{D_n}} \right|_{v_{D_n} = V_{D_n}} = 0 \quad (5.58)$$

$$j_{S_n} = \left. \frac{\partial f_S(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = - \left. \frac{V_S}{R_e^2} \frac{\partial R_e}{\partial d} \right|_{d=D} = \frac{2V_{S_n}}{D_n \cdot R_{e_n}} \quad (5.59)$$

De maneira similar os parâmetros  $r_{D_n}$ ,  $j_{D_n}$  e  $g_{D_n}$  são encontrados através da expansão de Taylor de (5.17). A corrente média no interruptor passivo pode ser expressa conforme (5.60).

$$\langle i_{D_n} \rangle_{T_s} = \frac{\langle V_{S_n} \rangle_{T_s}^2}{R_{e_n} \langle V_{D_n} \rangle_{T_s}} = f_D \left( \langle v_{S_n}(t) \rangle_{T_s}, \langle v_D(t) \rangle_{T_s}, d(t) \right) \quad (5.60)$$

Ao expandir a expressão em uma série de Taylor tridimensional sobre o ponto de operação quiescente ( $V_S$ ,  $V_D$ ,  $D$ ) é obtida a equação (5.39).

$$\begin{aligned}
I_{Dn} + \widehat{i}_{Dn} = & f_D(V_S, V_D, D) + \widehat{v}_S \left. \frac{\partial f_D(V_S, V_D, D)}{\partial v_S} \right|_{v_S=V_S} \\
& + \widehat{v}_D \left. \frac{\partial f_D(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} \\
& + \widehat{d} \left. \frac{\partial f_D(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} \\
& + \text{termos de ordem superior não linear}
\end{aligned} \tag{5.61}$$

Os termos constantes de (5.61) são apresentados conforme (5.62).

$$I_{Dn} = f_S(V_S, V_D, D) = \frac{V_{Sn}^2}{R_{en} V_{Dn}} \tag{5.62}$$

Os termos alternados de primeira ordem da equação (5.40) pode ser representado conforme a equação (5.41).

$$\widehat{i}_{Dn}(t) = \widehat{v}_{Dn}(t) \left( -\frac{1}{r_D} \right) + \widehat{v}_S(t) g_D + \widehat{d}(t) j_D \tag{5.63}$$

Onde:

$$\frac{1}{r_{Dn}} = \left. \frac{\partial f_D(V_S, v_D, D)}{\partial v_D} \right|_{v_D=V_D} = \frac{1}{R_o} \tag{5.64}$$

$$g_{Dn} = \left. \frac{\partial f_D(v_S, V_D, D)}{\partial v_S} \right|_{v_S=V_S} = \frac{2}{D \cdot G \cdot R_e} \tag{5.65}$$

$$j_{Dn} = \left. \frac{\partial f_S(V_S, V_D, d)}{\partial d} \right|_{d=D} = -\frac{V_S^2}{R_e^2 V_D} \left. \frac{\partial R_e}{\partial d} \right|_{d=D} = \frac{2V_{Sn}}{D_n \cdot G \cdot R_{en}} \tag{5.66}$$

Para determinar a função de transferência de baixa frequência para pequenos sinais do conjunto de conversores Flyback a indutância magnetizante  $L_m$  tende a zero, ou seja, é um curto-circuito. A Figura 5.11 representa o circuito equivalente do conjunto de conversores desprezando a indutância magnetizante. Nessa mesma figura é considerado que a carga é dividida conforme a energia processada em cada conversor, visto na seção 4.

Ao analisar o circuito da Figura 5.11, tem-se (5.67).

$$\begin{aligned}
& \widehat{v}_{D_1} + \widehat{v}_{D_2} + \dots + \widehat{v}_{D_n} \Big|_{V_{in}=0} \\
&= \hat{d}_1 \frac{2V_{co1}}{D_1(2 + sR_{o1}C_{o1})} \\
&+ \hat{d}_2 \frac{2V_{co2}}{D_2(2 + sR_{o2}C_{o2})} + \dots \\
&+ \hat{d}_n \frac{2V_{con}}{D_n(2 + sR_{on}C_{on})}
\end{aligned} \tag{5.67}$$

Considerando que os conversores são idênticos e processam a mesma energia, pode-se considerar que as tensões de entrada e saída se dividirão igualmente entre os conversores. Considerando também que as perturbações ocorridas nos conversores são idênticas, logo a função de transferência do controle de saída do conjunto de conversores Flyback conectados em série e operando no modo de condução descontínua é representado por (5.68).

$$\frac{\widehat{v}_D}{\hat{d}} \Big|_{V_{in}=0} = \frac{\frac{V_o}{D \cdot NC}}{1 + s \frac{R_o C_o}{2 \cdot NC}} \tag{5.68}$$

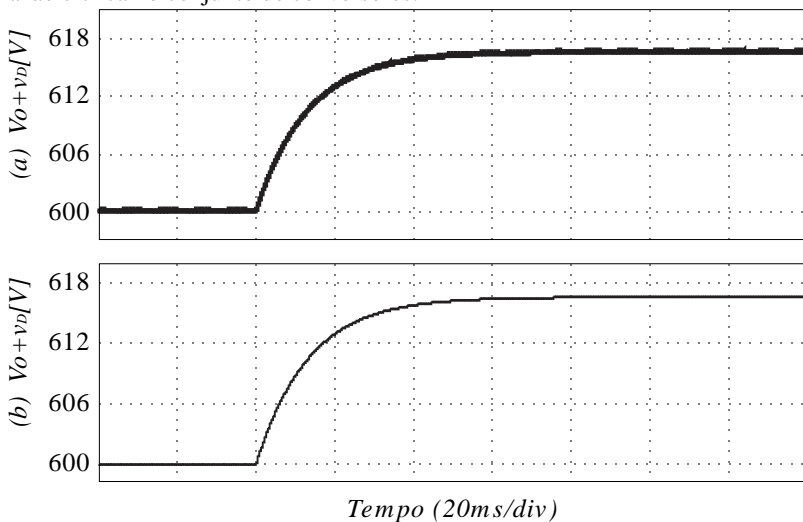
A fim de validar o modelo obtido, foi realizada simulação, na qual foi aplicada uma perturbação na razão cíclica dos conversores conectados em série e no modelo linearizado obtido do conjunto. A tensão de saída do conversor e a resposta dos modelos foram observadas. Os parâmetros utilizados na simulação são apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2- Parâmetros utilizados para simulação comprobatória do modelo linearizado do conjunto de conversores.

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal
Tensão de entrada do conjunto	$V_{in}$	600 V
Tensão de saída do conjunto	$V_o$	600 V
Número de conversores em série	$NC$	3
Razão cíclica	$D$	0,40
Frequência de comutação	$f_s$	40 kHz
Indutância magnetizante	$L_m$	76,5 $\mu$ H
Capacitor de saída	$C_o$	660 $\mu$ F
Carga	$R_o$	120 $\Omega$

O resultado de simulação da tensão de saída de um conversor e a resposta do modelo linear é apresentado Figura 5.12, o índice “a” refere-se ao circuito comutado e “b”, por valores médios. Observa-se que a simulação inicia com uma tensão de saída, então é aplicado um degrau na razão cíclica e esta tensão responde elevando este valor. Pela Figura 5.12 observa-se que o modelo linearizado representa com exatidão o conversor.

Figura 5.12 – Resposta dinâmica da tensão de saída para uma perturbação na razão cíclica no conjunto de conversores.



## 6 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE CONVERORES FLYBACK EM DCM

Este capítulo aborda o dimensionamento dos elementos do estágio de potência do conjunto de conversores Flyback DCM, para que as análises teóricas desenvolvida nos capítulos anteriores possam ser comprovadas.

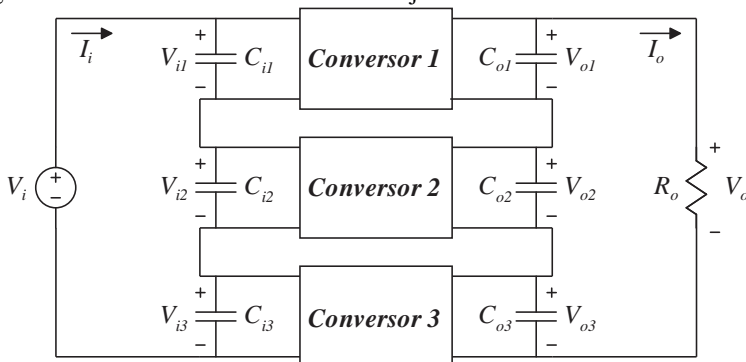
### 6.1 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA DO CONJUNTO

Com o objetivo de validar os estudos efetuados até o momento, foi projetado e construído um protótipo com três conversores Flyback DCM conectados em série, apresentado no diagrama da Figura 6.1. A especificação utilizada no projeto é apresentada na Tabela 6.1.

Tabela 6.1- Especificação do conjunto de conversores Flyback.

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal
Tensão de entrada do conjunto	$V_i$	600 V
Tensão de saída do conjunto	$V_o$	600 V
Potência do fornecida pelo conjunto	$P_o$	3 kW
Frequência de comutação	$f_c$	40 kHz
Número de conversores	NC	3

Figura 6.1 – Circuito elétrico básico do conjunto de conversores.



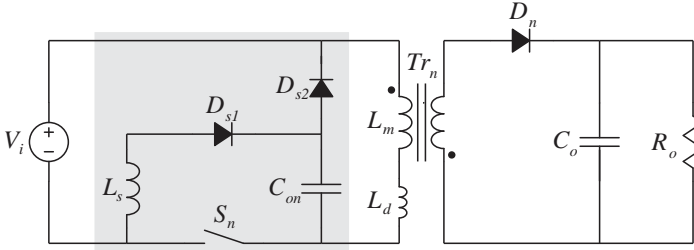
Conforme seção 4, a potência processada pelos conversores é igual a potência total dividida pelo número de conversores conectados

em série. O mesmo acontece com as tensões de entrada e de saída. Baseado nessas condições foi definida a especificação de cada conversor (Tabela 6.2). O esquemático de um conversor é apresentado na Figura 6.2.

Tabela 6.2- Especificação de um conversor Flyback

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal
Tensão aplicada no capacitor de entrada	$V_{in}$	200 V
Tensão aplicada no capacitor de saída	$V_{on}$	200 V
Potência processada pelo conversor	$P_{on}$	1 kW
Frequência de comutação	$f_c$	40 kHz

Figura 6.2 – Circuito elétrico básico do conjunto de conversores.



A escolha dos componentes é baseada nos esforços calculados a seguir. A carga necessária para que o conjunto de conversores proposto processe 3 kW de potência é definida por (6.1).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{600^2}{3000} = 120 \, \Omega \quad (6.1)$$

O valor médio da corrente de saída do conjunto é igual ao valor médio da corrente de saída de cada conversor. Assim:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{3000}{600} = 5 \, \text{A} \quad (6.2)$$

Propõe-se um rendimento mínimo de 90 %. Logo, a potência máxima que a fonte fornecerá para o conversor é definida em (6.3).

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{3000}{0,9} = 3,33 \, \text{kW} \quad (6.3)$$

### 6.1.1 Dimensionamento dos Transformadores

O projeto do transformador foi desenvolvido conforme [19]. Para garantir a desmagnetização do transformador e a operação do conversor no modo descontínuo foram definidas as restrições apresentada na Tabela 6.3.

Tabela 6.3- Especificações para o dimensionamento dos transformadores.

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal
Razão cíclica máxima	$D_{max}$	0,45
Rendimento mínimo esperado	$\eta$	0,90
Relação de transformação	$a$	0,75

Associado as restrições da tabela, também é necessário que a indutância magnetizante do transformador seja menor que a indutância crítica, que é definida por (6.4) (expressão já apresentada em (3.18)).

$$L_{crit} = \frac{a^2 V_{in} D_{m\acute{a}x} (1 - D_{m\acute{a}x})}{2f_s I_o} = 69,6 \mu H \quad (6.4)$$

O valor médio da corrente fornecida ao conversor é dada por (6.5) e o pico da corrente do transformado é calculado por (6.6).

$$I_i = \frac{P_i}{V_i} = \frac{3,33 kW}{600} = 5,55 A \quad (6.5)$$

$$I_{ip} = \frac{2I_i}{D_{m\acute{a}x}} = 24,67 A \quad (6.6)$$

Logo, o valor de pico da corrente na saída do transformador será calculada conforme (6.7).

$$I_{op} = aI_{ip} = 20,3 A \quad (6.7)$$

Os transformadores foram construídos de acordo com as características apresentadas na Tabela 6.4. A metodologia de projeto do transformador é apresentada no APÉNDICE A.

Tabela 6.4- Especificações de projeto dos transformadores.

Parametro	Valor Nominal
Núcleo	E-55/28/46
Número de espiras no primário	12 espiras
Número de espiras no secundário	16 espiras
Número de fios do primário	30 x 26 AWG
Número de fios no secundário	25 x 26 AWG
Indutância Magnetizante	65 $\mu\text{H}$
Entreferro	0,8 mm

A Tabela 6.5 apresenta os valores da indutância magnetizante e indutância de dispersão dos três transformadores confeccionados. Os valores da indutância de dispersão são utilizados para o dimensionamento do circuito *snubber* de proteção dos interruptores ativos.

Tabela 6.5- Informação dos transformadores confeccionados.

Grandeza	Transformador		
	$T_{r1}$	$T_{r2}$	$T_{r3}$
Indutância Magnetizante	65,7 $\mu\text{H}$	65,8 $\mu\text{H}$	64,4 $\mu\text{H}$
Indutância de dispersão	580 nH	630 nH	640 nH

### 6.1.2 Dimensionamento Capacitores de Entrada e Saída

Os capacitores  $C_{in}$  e  $C_{on}$  são definidos para atender quatro especificações:

- Tensão aplicada,
- Ondulação máxima desejada,
- Corrente eficaz,
- Resistência série equivalente (RSE).

O valor médio da tensão aplicada nos capacitores de entrada e aos capacitores de saída é de 200 V, como já mencionado. Aplicando as especificações de projeto em (3.28) e admitindo uma ondulação máxima na tensão de entrada e de saída de 1 % obtém-se (6.8) e (6.9) as quais definem as capacitâncias de entrada e de saída do conversor, respectivamente.



$$C_{in} = \frac{1}{\Delta V_i} \sqrt{\frac{P_o}{32f_s^3 L_m}} = 137 \mu\text{F} \quad (6.8)$$

$$C_{on} = \frac{1}{\Delta V_o} \sqrt{\frac{P_o}{32f_s^3 L_{ms}}} = 97 \mu\text{F} \quad (6.9)$$

Os valores eficazes das correntes que circulam nos capacitores de entrada e de saída são calculadas em (6.10) e (6.11).

$$I_{cin\_ef} = \sqrt{I_{dp}^2 \frac{D}{3} - \left(\frac{I_{ip}D}{2}\right)^2} = 8,2 \text{ A} \quad (6.10)$$

$$I_{con\_ef} = \sqrt{I_{ip}^2 \frac{\Delta t_2}{3T_s} - \left(\frac{I_{ip}\Delta t_2}{2T_s}\right)^2} = 6,65 \text{ A} \quad (6.11)$$

As resistências série equivalente máximas dos capacitores de entrada e de saída são calculadas de acordo com (6.12) e (6.13).

$$R_{Ci} = \frac{\Delta V_i}{I_{ip}} = 0,07 \Omega \quad (6.12)$$

$$R_{Co} = \frac{\Delta V_o}{I_{dp}} = 0,1 \Omega \quad (6.13)$$

As características do capacitor escolhido para ser utilizado na entrada e na saída do conversor são apresentadas na Tabela 6.6, informações estas retiradas de [21]. Os critérios predominantes para a escolha desses capacitores foram o valor eficaz da corrente e a resistência série equivalente.

Tabela 6.6- Especificações do capacitor eletrolítico

Parâmetro	Valor Nominal
Marca	Epcos
Modelo	B43501-D2227
Capacitância	220 $\mu$ F
Tensão	250 V
Corrente eficaz máxima	2,35 A @ 60 °C – 100 Hz
Resistência série equivalente	0,45 @ 20 °C – 100 Hz

### 6.1.3 Dimensionamento do Circuito *Snubber*

O circuito *snubber* é empregado para proteger o interruptor ativo no momento do bloqueio. Esse circuito absorve a energia proveniente da indutância de dispersão  $L_d$  e evita uma sobretensão destrutiva no interruptor.

A tensão teórica máxima aplicada no interruptor ativo é de 350 V. Porém, no momento da comutação, a tensão aplicada nele tende ao infinito por causa da indutância de dispersão. O dimensionamento do circuito de proteção considerou uma variação de 30 % da tensão máxima aplicada no interruptor. Assim, a capacitância necessária para absorver essa energia é dada por (6.14).

$$C_{Sn} = L_{dn} \left( \frac{I_{ip}}{\Delta V_{Sc}} \right)^2 = 640 \times 10^{-9} \left( \frac{24,67}{105} \right)^2 = 35,33 \text{ nF} \quad (6.14)$$

O dimensionamento do indutor do circuito *snubber* considerou uma corrente máxima de 90 % da corrente máxima do circuito idealizado. Desta forma, a indutância necessária é calculada por (6.15) (equações deduzidas em (3.36) e (3.42)).

$$L_s = C_s \left( \frac{V_{Cs}}{I_{ip}} \right)^2 = 33 \times 10^{-9} \left( \frac{255}{24,67 \cdot 0,90} \right)^2 = 4,35 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.15)$$

Os indutores foram construídos de acordo com a especificação apresentada na Tabela 6.7. A metodologia utilizada para o projeto do indutor é apresentada no APÊNDICE A.

Tabela 6.7- Especificação de projeto dos indutores.

Parâmetro	Valor Nominal
Núcleo	E-25/10/6
Número de espiras	8 espiras
Número de fios	13 x 25 AWG
Entreferro	0,18 mm

A Tabela 6.8 apresenta os valores das indutâncias obtidas nos indutores confeccionados.

Tabela 6.8- Informação dos indutores confeccionados.

Parametro	Valor Nominal
Indutância $L_{s1}$	4,43 $\mu$ H
Indutância $L_{s2}$	4,48 $\mu$ H
Indutância $L_{s3}$	4,56 $\mu$ H

#### 6.1.4 Dimensionamento dos Semicondutores de Potência

A escolha dos semicondutores de potência é baseada nos esforços de tensão e de corrente que eles serão submetidos. Esses esforços foram obtidos pela análise das formas de onda de tensão e da corrente, apresentada na Figura 3.15 e comprovados em *software* de simulação.

A tensão máxima aplicada no interruptor ativo é calculada conforme (6.16).

$$V_{sp} = V_{Sm\acute{a}x} + \Delta V_{Cs} = 350 + 105 = 455 \text{ V} \quad (6.16)$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo interruptor ativo é de 10,40 ampères. Esse resultado foi obtido através de *software* de simulação, utilizando o circuito *snubber*.

No interruptor passivo, a tensão máxima aplicada ao componente é calculada conforme (6.17).

$$V_d = \frac{V_{in}}{a} + V_{on} = \frac{200}{0,75} + 200 = 467 \text{ V} \quad (6.17)$$

O valor eficaz da corrente no interruptor passivo é calculada de conforme (6.18).

$$I_{D_{ef}} = I_{dp} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 9,1 \text{ A} \quad (6.18)$$

Com base nos valores de esforços de tensão e de corrente que os semicondutores de potência são submetidos, escolheu-se componentes que melhor atendiam as especificações (e que estavam de fácil aquisição no mercado interno e no laboratório).

O interruptor ativo escolhido foi do tipo MOSFET da marca Infineon e modelo IPW60R070C6. Esse componente é de tecnologia *CoolMOS* e suas principais características são apresentadas na Tabela 6.9 (informações obtidas em [22]).

Tabela 6.9- Especificações do MOSFET.

Parâmetro	Condições	Valor
Tensão reversão máxima		600 V
Corrente contínua	$T_c = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$	34 A
Corrente de Pico Repetitivo	$T_c = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$	159 A
Tempo de subida ( $t_r$ )		16 ns
Tempo de descida ( $t_f$ )		80 ns
Resistência de condução ( $R_c$ )	$T_c = 125 \text{ }^{\circ}\text{C}$	0,12 $\Omega$
Temperatura máxima de junção	$T_{s\_jmax}$	150 $^{\circ}\text{C}$
Resistência térmica entre a junção e capsula	$rs_{jc}$	0,32 $^{\circ}\text{C/W}$

O interruptor passivo escolhido é da marca ST Microelectronics modelo STPSC806, de tecnologia *Silicon Carbide*. Algumas de suas principais características são apresentadas na Tabela 6.10, (informações obtidas em [23]).

Tabela 6.10- Especificações do diodo.

Parâmetro	Condições	Valor
Tensão reversão máxima		600 V
Corrente contínua	$T_c = 125 \text{ }^{\circ}\text{C}$	6 A
Corrente de pico repetitivo	$T_j = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$	27 A
Tensão de operação ( $V_{TO}$ )	$T_j = 150 \text{ }^{\circ}\text{C}$	2,1 V
Temperatura máxima de junção	$T_{d\_jmax}$	175 $^{\circ}\text{C}$
Resistência térmica entre a junção e capsula	$rd_{jc}$	2,4 $^{\circ}\text{C/W}$

### 6.1.5 Dimensionamento Térmico

Com a escolha dos semicondutores de potência, para confecção do protótipo, torna-se necessário fazer o cálculo térmico desses componentes.

Com o auxílio de *software* de simulação, foi realizado um estudo do conversor considerando as não idealidades dos semicondutores escolhidos. Os resultados necessários para o dimensionamento térmico do conversor são apresentados na Tabela 6.11.

Tabela 6.11- Grandezas simuladas

Grandeza	Símbolo	Valor Nominal
Tensão máxima aplicada em $S_n$	$V_{Sp}$	467,71 V
Corrente eficaz em $S_n$	$I_{S_{ef}}$	9,56 A
Corrente média em $S_n$	$I_S$	5,19 A
Corrente eficaz em $D_n$	$I_{D_{ef}}$	7,90 A
Corrente média em $D_n$	$I_D$	4,74 A

Com base na Tabela 6.11, as perdas de condução e de comutação do interruptor ativo são calculadas conforme (6.19) e (6.20).

$$P_{s_{cond}} = R_c \cdot I_{s_{ef}}^2 = 17,29 \text{ W} \quad (6.19)$$

$$P_{s_{com}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_S \cdot V_{Sp} = 4,23 \text{ W} \quad (6.20)$$

A temperatura dissipada pela cápsula do MOSFET é definida por (6.21).

$$T_{s_c} = T_{s_{jmax}} + (P_{s_{cod}} + P_{s_{com}}) \cdot r_{sjc} = 119,47 \text{ °C} \quad (6.21)$$

Com base na base na Tabela 6.11, a perda de condução do interruptor passivo é:

$$P_{d_{cond}} = V_{TO} \cdot I_D = 12,50 \text{ W} \quad (6.22)$$

Sendo a temperatura dissipada pela cápsula do MOSFET:

$$T_{d_c} = T_{d_{jmax}} + P_{d_{cod}} \cdot r_{dj c} = 171 \text{ °C} \quad (6.23)$$

Considerando uma temperatura ambiente de 40 °C ( $T_a$ ), a resistência máxima desejada pelo dissipador é:

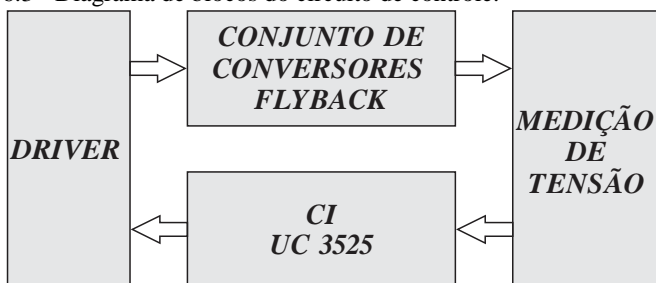
$$R_{th} = \frac{T_{s_c} - T_a}{P_{s_{cod}} + P_{s_{com}} + P_{d_{cond}}} = 2,67 \text{ °C/W} \quad (6.24)$$

Com base nesse resultado e da disponibilidade do laboratório, o dissipador HS15559, foi escolhido. As características são apresentadas em [24].

## 6.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DE CONTROLE DO CONJUNTO

Uma única malha de controle é empregada no conjunto de conversores Flyback conectados em série. O objetivo desta malha é regular a tensão total de saída dos módulos (tensão da carga). O sinal de erro compensado do controle de tensão é aplicado no modulador PWM para gerar os pulsos de comando dos conversores Flyback. Um único pulso é utilizado para todos os conversores. A Figura 6.3 apresenta o diagrama de blocos que representa o circuito de controle.

Figura 6.3 - Diagrama de blocos do circuito de controle.



### 6.2.1 Circuito Integrado UC3525

O CI UC3525 fabricado pela *Fairchild* foi escolhido para a implementação do controle do conjunto de conversores Flyback. Esse CI é muito empregado na indústria e faz o controle de tensão dos

conversores CC-CC. Algumas das principais características estão listadas a seguir:

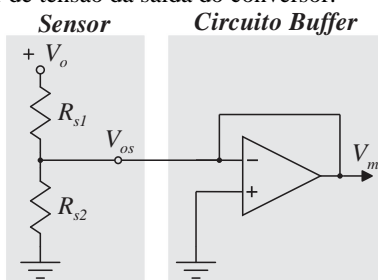
- Tensão de alimentação: 8 - 40 V;
- Tensão de referência: 5 V com precisão de 5 %;
- Frequência do oscilador de 100 Hz a 500 kHz;
- Partida suave;
- Desligamento por subtensão.

O funcionamento do CI UC3525 depende do ajuste de alguns circuitos externos. No catálogo deste componente, apresentado em [26], mostra as suas principais características, os circuitos externos e como configurá-los.

### 6.2.2 Medição da Tensão de Saída

Para a leitura da tensão de saída do conjunto foi utilizado um divisor resistivo, como representado na Figura 6.4. A tensão de referência interna do CI UC3525 é de 5 V, a partir dessa informação foi escolhido um sensor resistivo ( $V_{os}$ ) que forneça para 4 V quando a tensão de saída do conjunto estiver na tensão nominal (600 V).

Figura 6.4 – Medidor de tensão da saída do conversor.



Para que o sistema de medição não influencie na carga, o conjunto de resistores de medição deve ter uma resistência elevada. Definido  $R_{s1}$  igual a 5,6 M $\Omega$ , obtém-se por meio de (6.25) o valor de  $R_{s2}$  igual a 37,4 k $\Omega$ . O ganho deste circuito de medição é obtido por meio de (6.26).

$$V_{os} = V_o \frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} = 4 \quad (6.25)$$

$$G_{sv} = \frac{V_{os}}{V_o} = 0,02 \quad (6.26)$$

O circuito *Buffer* é utilizado apenas para desacoplar o sensor resistivo do de controle.

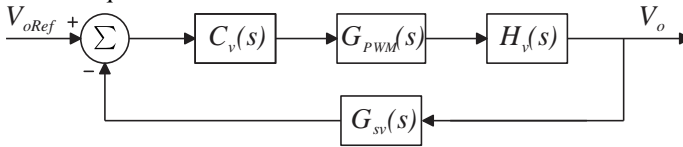
### 6.2.3 Circuito de Comando

Para o acionamento dos interruptores ativos é necessário um circuito de comando isolado, típico em conversores Flyback, pois a medição da tensão está na saída e os interruptores estão no primário do transformador. Para essa aplicação optou-se em utilizar o *driver* DRO100S25A, fabricado pela *Supplier* [27]. A escolha desse circuito ocorreu devido a simples implementação e pela fácil aquisição do componente no mercado nacional.

### 6.2.4 Dimensionamento do Compensador de Tensão

O projeto do controlador de tensão foi realizado seguindo o diagrama de bloco apresentado na Figura 6.5.

Figura 6.5 – Arquitetura de controle.



O modelo da planta a ser controlada foi deduzida no tópico 5.2. A representação desse modelo utilizando os valores de projeto é apresentada em (6.27).

$$H_v(s) = \frac{\frac{V_o}{D \cdot NC}}{1 + s \frac{R_o C_o}{2 \cdot NC}} = \frac{480}{1 + s 13,2 \times 10^{-3}} \quad (6.27)$$

Para transformar a variável de controle  $H_v(s)$ , que é refletida pelo modulador na forma de pulsos para o acionamento dos



interruptores, em um sinal de controle, optou-se em utilizar a técnica PWM (*Pulse Width Modulation*). A utilização dessa estratégia de modulação insere na malha de controle o ganho  $G_{PWM}$ , sendo dependente das características do sinal modulador.

A Figura 6.6, ilustra o sinal do tipo dente de serra gerado internamente pelo CI UC3425, a amplitude máxima é de 2,6 V. Durante um período de comutação, obtém-se (6.28).

$$V_c = \frac{V_{tr}}{T_s} D \cdot T_s \quad (6.28)$$

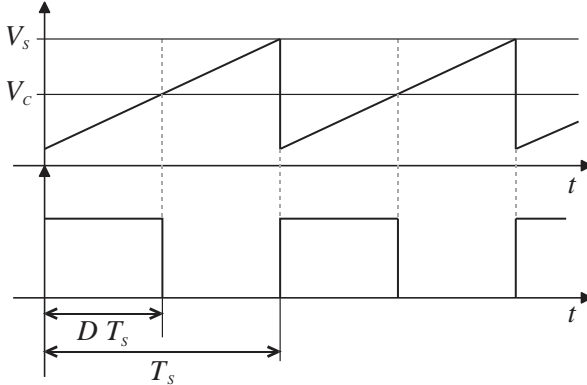
Onde:

$$D = \frac{V_c}{V_{tr}} \quad (6.29)$$

Logo o ganho do modulador PWM é apresentado em (6.30).

$$G_{PWM} = \frac{1}{V_{tr}} = \frac{1}{2,6} \text{ V}^{-1} \quad (6.30)$$

Figura 6.6 – Produção dos pulsos PWM.



O ajuste do compensador foi realizado através da análise do diagrama de bode da função de transferência em laço aberto do circuito, a qual tem sua equação representada em (6.31).

$$FTLA_v(s) = G_{PWM}(s) \cdot H_v(s) \cdot G_{sv}(s) \quad (6.31)$$

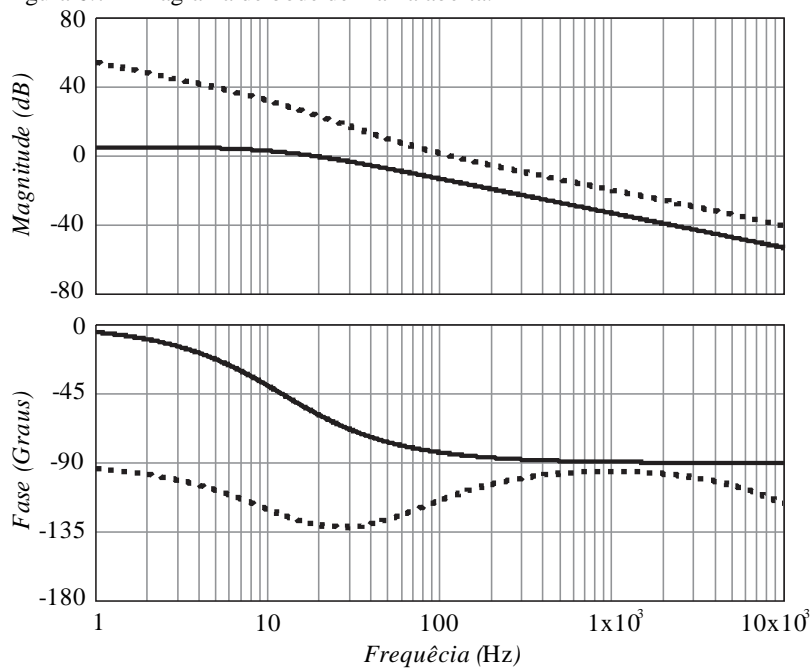
Optou-se por utilizar um compensador do tipo PI (proporcional integral) com filtro para realizar o controle de tensão. Esta escolha foi baseada nos seguintes critérios:

- O sistema não tem integrador na malha direta;
- O compensador PI insere um integrador na malha direta, tornando o sistema do tipo 1 (garante o seguimento com erro nulo a uma referência contínua);
- A parte proporcional ajusta a frequência de cruzamento (proporcionando uma resposta mais dinâmica);
- Na implementação analógica, este compensador filtra as frequências mais elevadas, possibilita uma maior liberdade para aumentar o ganho em relação ao PI puro.

A função de transferência do compensador é apresentada em (6.32) e na Figura 6.7 é apresentado o diagrama de bode da função de transferência em malha aberta para o sistema não compensado (linha contínua) e do sistema compensado (linha tracejada). O compensador foi projetado para cruzamento por zero em 120 Hz e uma margem de fase em  $65^\circ$ .

$$C_v(s) = k_v \frac{s + z_v}{s \cdot (s + z_p)} \quad (6.32)$$

Figura 6.7 – Diagrama de bode de malha aberta.



## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A verificação da proposta e da análise apresentada nos capítulos anteriores foi realizada por meio de um protótipo construído e testado em laboratório. Os resultados obtidos são apresentados e discutidos neste capítulo.

Com os conversores Flyback conectados em série e operando no modo descontinuo, serão apresentadas as formas de onda das principais grandezas elétricas obtidas em regime permanente e transitório. No final do capítulo é apresentada a curva de eficiência do conjunto em função da potência processada

### 7.1 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

O protótipo foi implementado conforme o dimensionamento apresentado no capítulo 6. Os esquemáticos e lista de componentes dos circuitos de potência, comando e controle são apresentados nas Figura 7.1 – Figura 7.3 e nas Tabela 7.1 –Tabela 7.3.

Ao analisar o esquemático do circuito de potência, Figura 7.1, observa-se a presença do circuito *snubber* dissipativo, não citado nos capítulos anteriores. Este circuito foi implementado apenas para proteger os diodos de saída, não interferiu nos resultados finais, pois não chegou a atuar.

A Figura 7.4 apresenta a fotografia da versão final do protótipo. A fotografia mostra os três conversores Flyback, que são conectados em série e que foram fixados sobre o mesmo dissipador de alumínio. Esta forma de montagem do conjunto de conversores foi escolhida para facilitar o manuseio do protótipo. Caso a tensão de entrada e/ou de saída fosse mais elevada, a fixação dos conversores em um único dissipador não seria recomendada, pois poderia ocorrer o rompimento da isolamento entre dissipador e os interruptores.

Tabela 7.1 – Lista de componentes utilizado no circuito de potência.

<b>Componente</b>	<b>Posição</b>	<b>Descrição</b>
Resistor – 1/2 W	R1 – R3	470 kΩ
Resistor – 3 W	R4 – R6	100 kΩ
Capacitor eletrolítico	C1 – C18	220 μF
Capacitor polipropileno	C19 – C24	33 nF
Capacitor polipropileno	C25 – C27	47 nF
Indutor	Ls1 – Ls3	Tabela 6.5
Transformador	T1 – T3	Tabela 6.8
Diodo	D1 – D9	STPSC806
Diodo	D10 – D12	MUR160
MOSFET	S1 – S3	IPW60R070C6
Conector	CN1 – CN6	Rebite Repuxo com rosca
Dissipador		HS15559

Tabela 7.2 – Lista de componentes utilizado no circuito de comando.

<b>Componente</b>	<b>Posição</b>	<b>Descrição</b>
Fonte auxiliar isolada	Vax1	DS320-08A
Trafo de pulso	Tp1	TRM480D20A
Gate driver	GD1 – GD3	DRO100S25A

Tabela 7.3 – Lista de componentes utilizado no circuito de controle.

<b>Grandeza</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Valor Nominal</b>
Resistor	R1	12 kΩ
Resistor	R2	56 kΩ
Resistor	R3	1,8 kΩ
Resistor	R4	12 kΩ
Resistor	R5	1 kΩ
Resistor precisão de 1 %	Rs1	5,6 MΩ
Resistor precisão de 1 %	Rs2	37,4 kΩ
Potenciômetro	Pot1	1 kΩ
Potenciômetro	Pot2	5 kΩ
Capacitor cerâmico	C1	47 nF
Capacitor cerâmico	C2	150 pF
Capacitor eletrolítico	C3	10 uF
Capacitor eletrolítico	C4	470 uF
Capacitor cerâmico	C5	100 nF
Circuito integrado	UC1	LM324
Circuito integrado	UC2	UC3525

Figura 7.1 – Esquemático do circuito de potência.

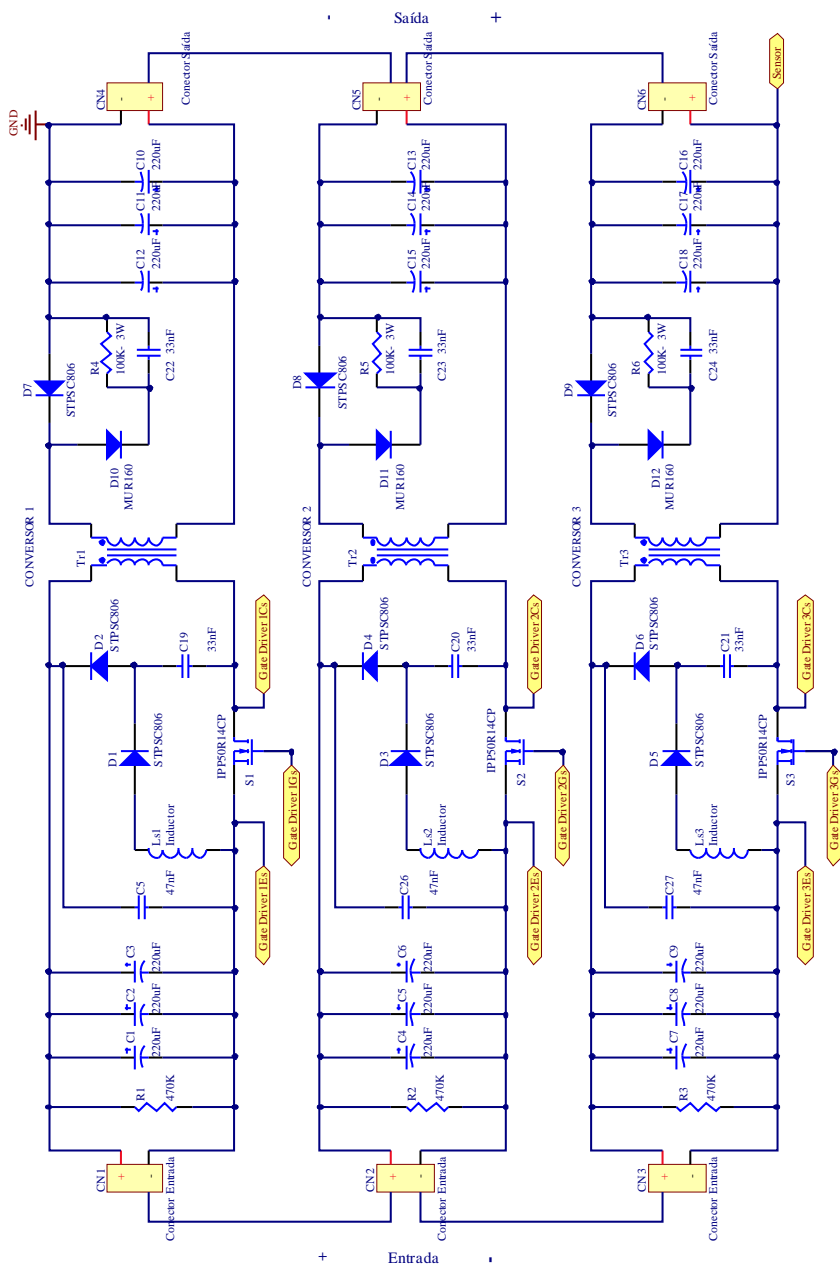


Figura 7.2 – Esquemático do circuito de comando.

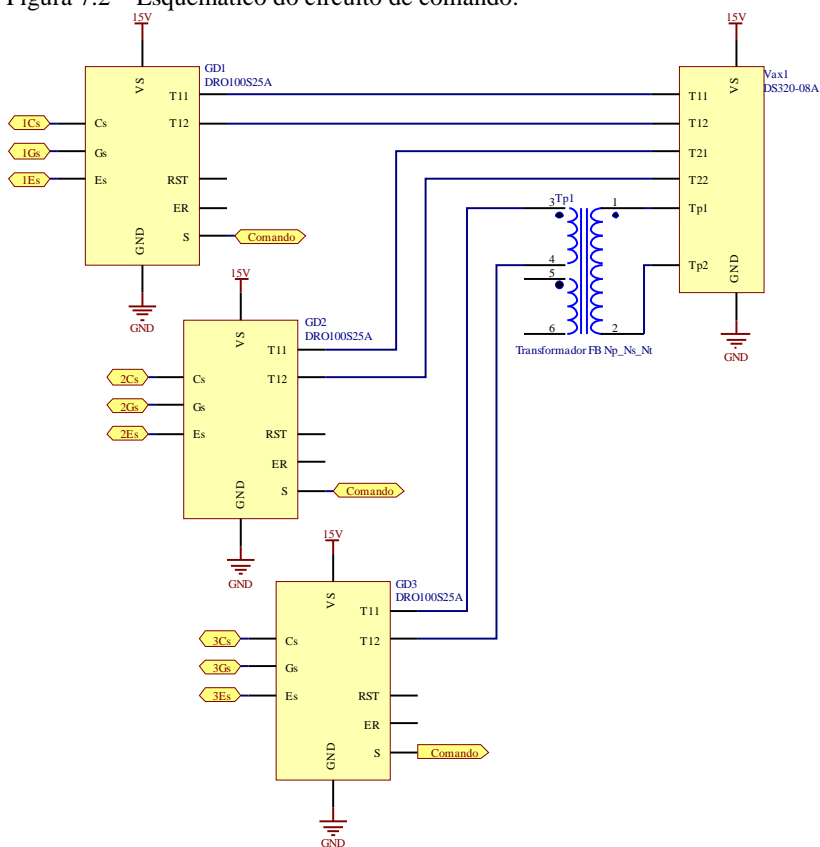
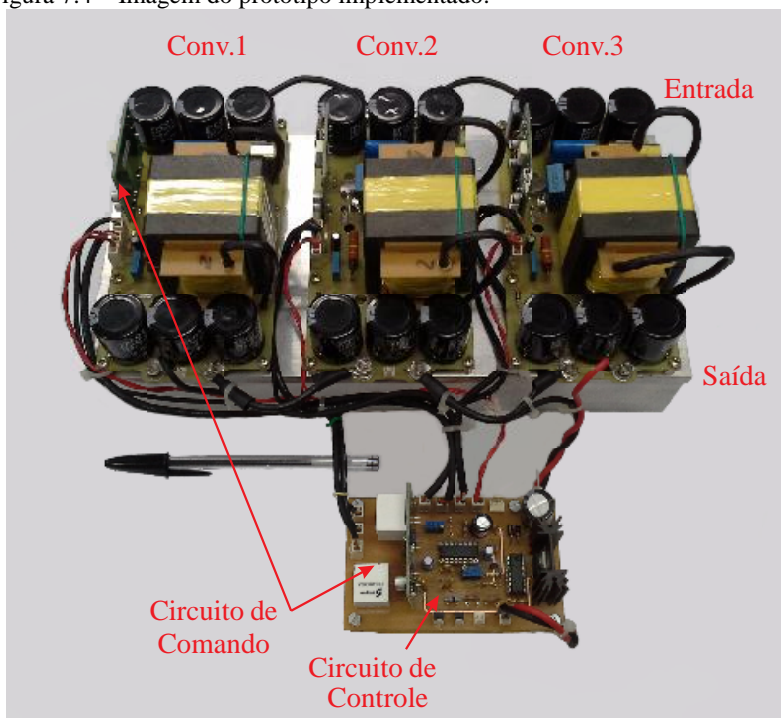






Figura 7.4 – Imagem do protótipo implementado.



## 7.2 RESULTADOS DOS TESTES EM REGIME PERMANENTE DO CONVERSOR FLYBACK DCM CONECTADO EM SÉRIE

Nesse capítulo serão abordados e discutidos os resultados dos testes realizados na conexão série entre conversores Flyback operando no modo de condução descontinua. Os testes foram realizados com o conjunto operando em regime e na potência nominal para qual o projeto foi concebido (3 kW).

Os testes em regime permanente foram realizados em malha aberta e a razão cíclica ajustada através do potenciômetro Pot1, apresentado no circuito de controle (Figura 7.3). Para fazer manualmente o controle da razão cíclica (através desse potenciômetro Pot1) foi necessário conectar o pino 9 ao pino 1 do circuito integrado UC3525, também apresentado no circuito de controle (Figura 7.3).

Na Tabela 7.4 são apresentados os valores obtidos na medição das principais grandezas analisadas nos testes de bancada. Na Tabela 7.5 são apresentados os valores obtidos no simulador, considerando a diferenças existentes entre os transformadores (indutância magnetizante e de dispersão) utilizados no protótipo.

Tabela 7.4 – Valores obtidos na medição das grandezas analisadas nos testes em regime permanente, com o conjunto operando na máxima potência.

<b>Grandeza</b>	<b>Conv. 1</b>	<b>Conv. 2</b>	<b>Conv. 3</b>
Tensão de entrada	202,6 V	203,4 V	196,3 V
Tensão de saída	200,7 V	201,5 V	194,3 V
Tensão de pico no interruptor ativo	440,6 V	445,5 V	439,9 V
Corrente máxima no interruptor ativo	27,2 A	28,9 A	23,4 A
Corrente média no interruptor ativo	5,4 A	5,6 A	5,4 A
Tensão de pico no interruptor passivo	499,4 V	486,1 V	481,9 V
Corrente média no interruptor passivo	4,3 A	4,6 A	4,2 A
Corrente média no primário do transformador	5,3 A	5,5 A	5,1 A

Tabela 7.5 – Valores obtidos em simulação, considerando as diferenças entre os conversores.

<b>Grandeza</b>	<b>Conv. 1</b>	<b>Conv. 2</b>	<b>Conv. 3</b>
Tensão de entrada	201,1 V	201,5 V	197,4 V
Tensão de saída	201,1 V	201,4 V	196,9 V
Tensão de pico no interruptor ativo	465,8 V	473,9 V	469,7 V
Corrente máxima no interruptor ativo	28,0 A	28,1 A	28,2 A
Corrente média no interruptor ativo	5,7 A	5,7 A	5,7 A
Tensão de pico no interruptor passivo	463,7 V	468,0 V	460,0 V
Corrente média no interruptor passivo	5,0 A	5,0 A	5,0 A
Corrente média no primário do transformador	5,8 A	5,8 A	5,8 A

As formas de onda das tensões de entrada e de saída dos conversores, adquiridas experimentalmente, são apresentadas na Figura 7.5 e 7.5. Destaca-se que as mesmas se encontram em equilíbrio e que a ondulação existente nelas é desprezível em relação ao seu valor médio.

Ao analisar as figuras e as tabelas Tabela 7.4 e 7.5, percebe-se que as tensões de entrada e de saída também são diferentes. Conforme as equações (4.28) e (4.47), as tensões de entrada dos conversores dependem da indutância magnetizante dos transformadores e da razão cíclica de operação dos interruptores ativos. Portanto, mesmo que os interruptores tenham uma razão cíclica igual, as indutâncias magnetizante dos transformadores utilizados nos conversores não são (na Tabela 5-5 são apresentados estes valores). Esta desigualdade faz com que as tensões de entrada sejam diferentes.

Na Tabela 7.6 e na Tabela 7.7 é apresentada a comparação da variação percentual das tensões de entrada e saída dos conversores em relação aos valores nominais (ideais). Para esta comparação foram utilizados os resultados obtidos das equações (4.28) e (4.47), os dados do simulador e os dados do experimento. Analisando tais tabelas percebe-se que a diferença entre os valores calculados, obtidos no simulador e medidos experimentalmente são muito pequenos, comprovando as análises das seções 4.1.4 e 4.1.6.

Figura 7.5 - Formas de ondas das tensões de entrada dos conversores Flyback conectados em série e operando na potência nominal (experimental).

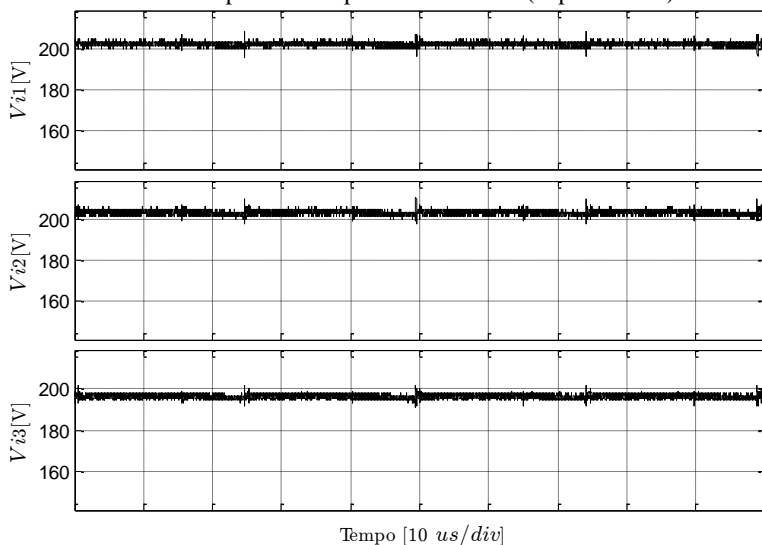


Figura 7.6- Formas de ondas das tensões de saída dos conversores Flyback conectados em série e operando na potência nominal (experimental).

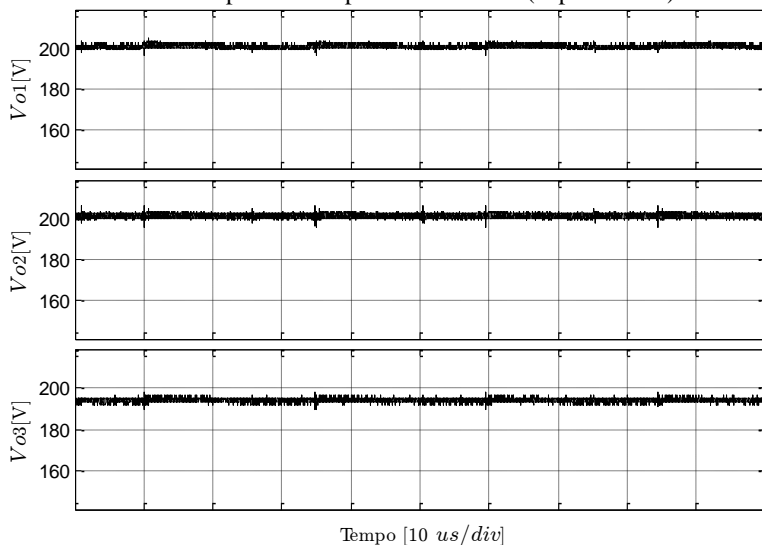


Tabela 7.6 – Diferença percentual entre as tensões de entrada dos conversores, em relação aos valores nominais.

<b>Tensão de Entrada</b>	<b>Conv. 1 (%)</b>	<b>Conv. 2 (%)</b>	<b>Conv. 3 (%)</b>
Calculada	0,65	0,76	-1,38
Simulada	0,55	0,75	-1,30
Experimento	0,91	1,31	-2,25

Tabela 7.7 – Diferença percentual entre as tensões de saída dos conversores, em relação aos valores nominais.

<b>Tensão de Saída</b>	<b>Conv. 1 (%)</b>	<b>Conv. 2 (%)</b>	<b>Conv. 3 (%)</b>
Calculada	0,62	0,76	-1,38
Simulada	0,65	0,80	-1,45
Experimento	0,93	1,34	-2,28

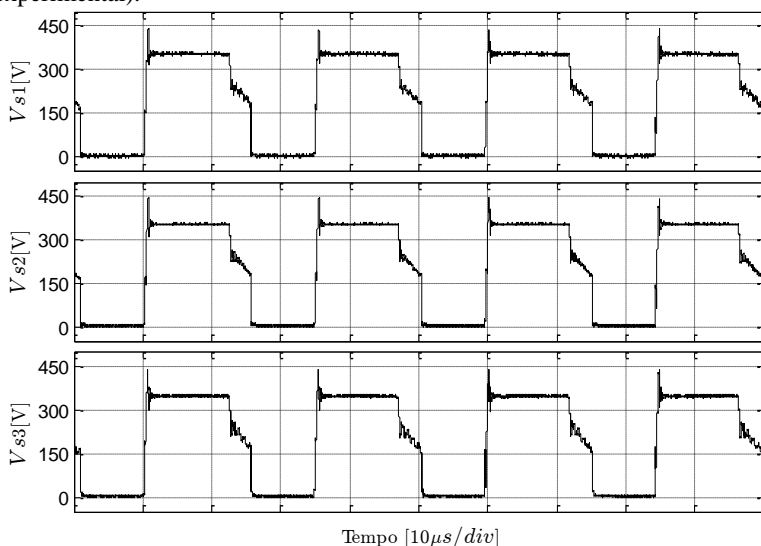
Na Figura 7.7 são apresentadas as formas de onda das tensões aplicadas sobre os interruptores ativos. Como já explicado anteriormente, a tensão de alimentação e a tensão fornecida por cada conversor pertencente ao conjunto eram diferentes. Esta pequena

diferença fez com que as tensões máximas aplicada nos interruptores ativos não fossem iguais.

Devido à indutância de dispersão existente nos transformadores (Tabela 6.5) utilizado na construção do protótipo, percebe-se um sobressinal de tensão no momento da comutação. Caso não fosse utilizado o circuito *snubber* esse sobressinal de tensão poderia danificar os interruptores.

O circuito do *snubber* não dissipativo foi projetado para que esse sobressinal não ultrapassasse 30 % do valor máximo da tensão aplicada nos interruptores (350 V). Observa-se na Figura 7.7 e Tabela 7.4 que esse sobressinal ficou um pouco menor que o esperado. Tais diferenças ocorrem porque não foram consideradas as resistências internas dos componentes utilizados no protótipo.

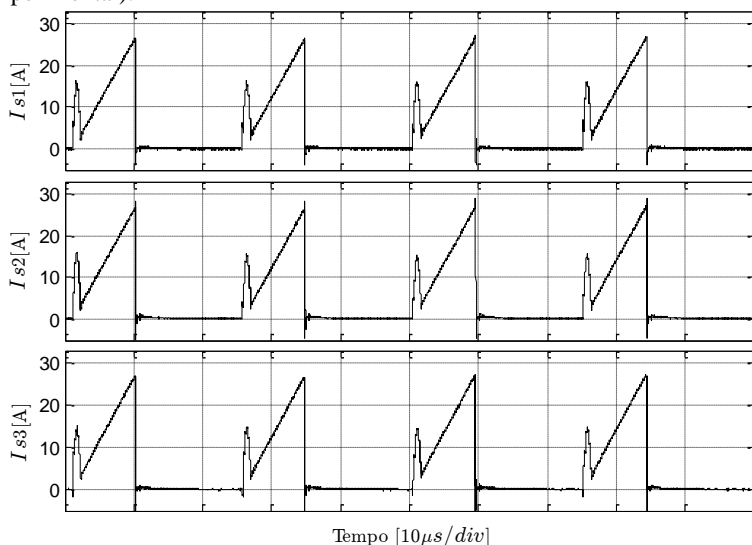
Figura 7.7 – Formas de ondas das tensões sobre os interruptores ativos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental).



Na Figura 7.8 são apresentadas as formas de onda da corrente nos interruptores ativo. Devido à utilização do circuito *snubber* não dissipativo, percebe-se que no momento em que o interruptor é comandado a conduzir existe um pequeno sobressinal de corrente, que rapidamente é cessado (como esperado e abordado na seção 3.3).

No projeto do circuito *snubber* não dissipativo, o sobressinal de corrente foi calculado para não ultrapassar 90 % do valor máximo da corrente que circula pelos interruptores, caso esse circuito não fosse utilizado. Observa-se que esse sobressinal ficou menor que o calculado. Normalmente tal diferença ocorreu, pois não foram consideradas as resistências internas dos componentes.

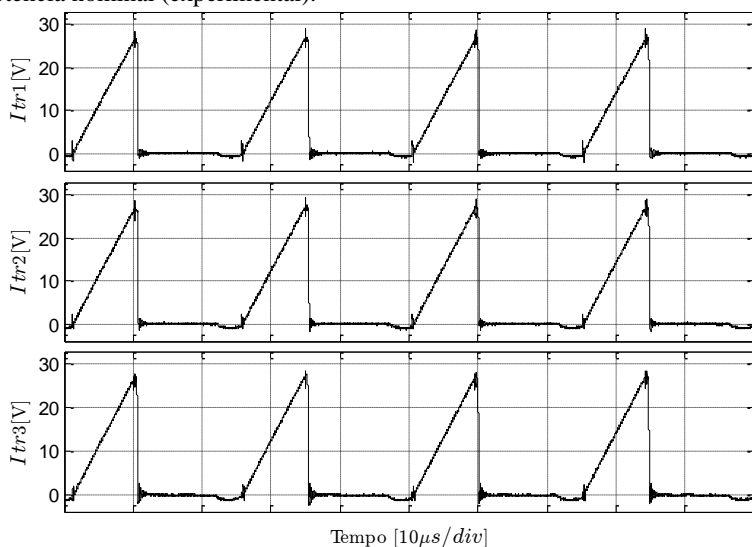
Figura 7.8 - Formas de ondas das correntes nos interruptores ativos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental).



O emprego de um circuito de *snubber* não dissipativo modifica a forma de onda da corrente no enrolamento primário do transformador em relação a corrente do interruptor ativo. A Figura 7.9 apresenta as formas de onda da corrente no enrolamento primário dos transformadores dos três módulos. Elas não possuem o pulso de corrente no início da condução que existe na Figura 7.8.

Ao observar as formas de ondas das correntes no enrolamento primário dos transformadores se percebe que no momento em que os dois interruptores (ativo e passivo) estão bloqueados existe uma corrente “negativa” circulando pelos transformadores. Essa corrente proveniente da energia armazenada no circuito *snubber* não dissipativo que está sendo devolvida a fonte de alimentação.

Figura 7.9 - Formas de ondas das correntes nos enrolamentos primário dos transformadores dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental).



Na Figura 7.10 são apresentadas as formas de onda das tensões aplicadas nos interruptores passivos dos conversores Flyback em modo de condução descontínuo. Percebe-se que as tensões aplicadas nos interruptores passivos não são idênticas, pois existe uma pequena diferença entre elas. Essa diferença ocorreu devido às diferenças entre as tensões de entrada e de saída, já explicada anteriormente.

Na Figura 7.11 são apresentadas as formas de onda das correntes nos interruptores passivos. Percebe-se que tais formas de ondas não são idênticas, existe uma pequena diferença entre elas. A diferença entre elas é causada pela constante dinâmica de equilíbrio existente entre as tensões de saída, o que comprova a análise da seção 4.1.8.

Figura 7.10 - Formas de ondas das tensões sobre os interruptores passivos dos conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental).

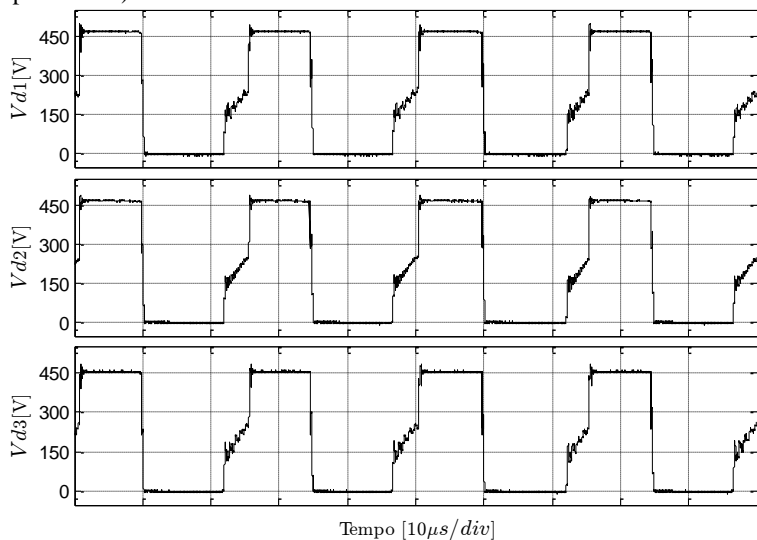
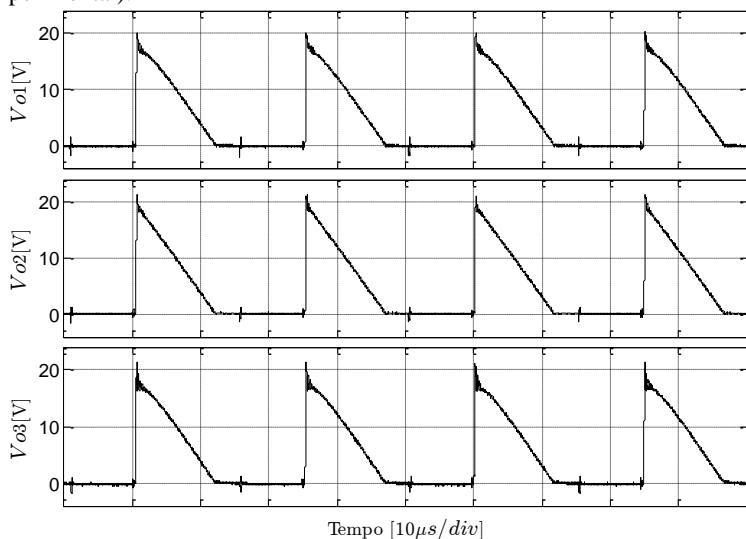


Figura 7.11 - Formas de ondas das correntes nos interruptores passivos do conversores Flyback conectados em série operando na potência nominal (experimental).





### 7.3 RESULTADOS DOS TESTES TRANSITÓRIOS DO CONVERSOR FLYBACK DCM CONECTADO EM SÉRIE

Neste tópico serão abordados e discutidos os resultados dos testes transitórios realizados na conexão série entre conversores Flyback operando no modo de condução descontinuo.

Quando o conversor Flyback, operando no modo de condução descontinuo, é conectado em série com um ou mais conversores Flyback, também operando no modo de condução descontinuo, existe um equilíbrio natural entre as tensões de entrada e de saída destes conversores. Essa característica faz com que não seja necessário controlar individualmente as tensões de entrada e de saída de cada conversor pertencente ao conjunto.

Para demonstrar a existência do equilíbrio natural entre as tensões de saída dos conversores conectados em série, o protótipo foi submetido a dois testes de resposta ao degrau de carga. Nesses testes a entrada do conjunto de conversores é alimentada em 600 V, com o sistema em malha fechada para regular uma tensão de saída de 600 V.

No primeiro teste foi aplicado um degrau de carga de 100 % para 76,5 %. Na Figura 7.12 é apresentada as formas de onda da resposta ao degrau das tensões de saída dos conversores ( $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$  e  $V_{o3}$ ) e da tensão da referência do controle ( $Com$ ). No segundo teste foi realizado um degrau de 76,5 % para 100 %. Na Figura 7.13 é apresentada as formas de onda da resposta ao degrau das tensões de saída dos conversores ( $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$  e  $V_{o3}$ ) e da tensão da referência do controle ( $Com$ ), durante a execução deste segundo teste.

Os dois testes realizado na bancada, Figura 7.12 e Figura 7.13, ficaram muito próximo do esperado, realizado via simulação Figura 7.14 e Figura 7.15. Antes da perturbação (decremento ou incremento de carga na saída do conjunto) as tensões de saída dos conversores possuem uma pequena diferença entre si. Tais diferenças ocorrem devido às pequenas desigualdades existentes entre os conversores, já explicadas anteriormente. Nos momentos iniciais após a perturbação, existe uma pequena oscilação entre as tensões de saída dos conversores e na tensão de referência de controle. Após esta oscilação, as tensões de saída dos conversores retornam aos mesmos valores existentes antes da perturbação. Já a tensão de referência do controle é estabilizada em um novo valor, por conta da alteração do ponto de operação do conjunto.

Figura 7.12 - Degrau de carga de 100 para 76,5% da potência nominal de operação do conversor.

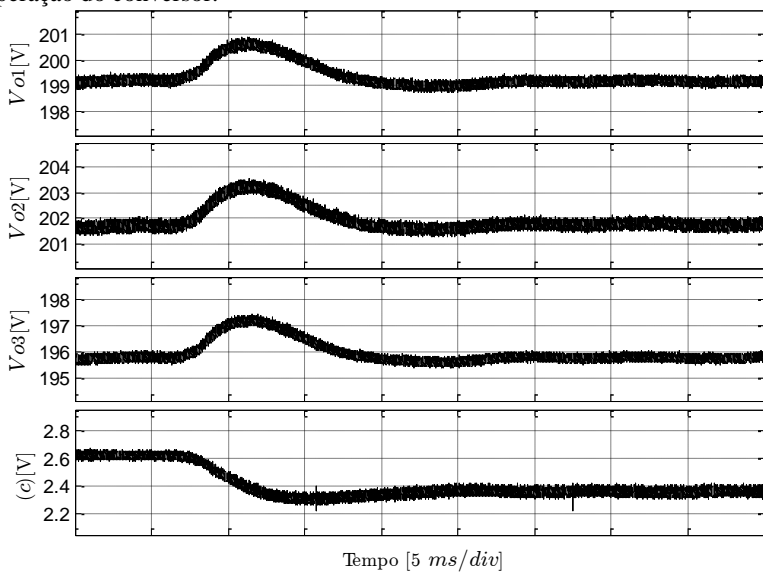


Figura 7.13 – Resposta ao degraú de carga de 76,5 para 100% da potência nominal.

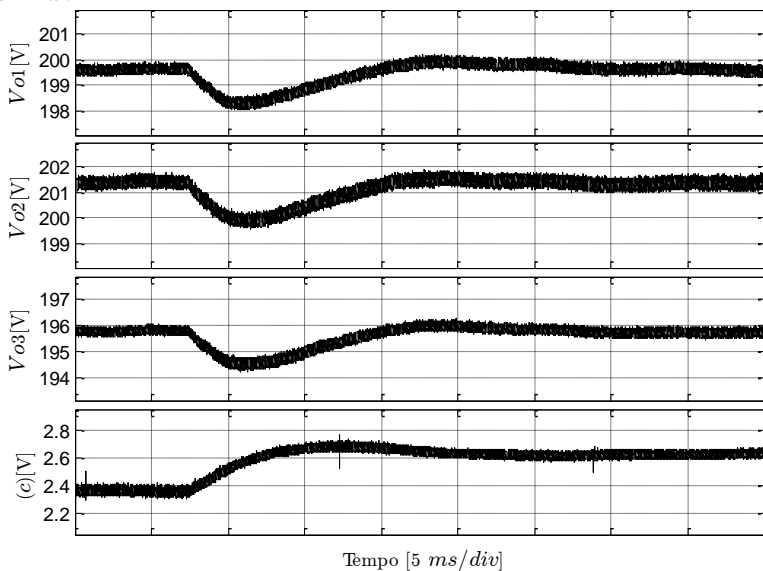


Figura 7.14 – Simulação do degrau de carga de 100 para 76,5% da potência nominal de operação do conversor.

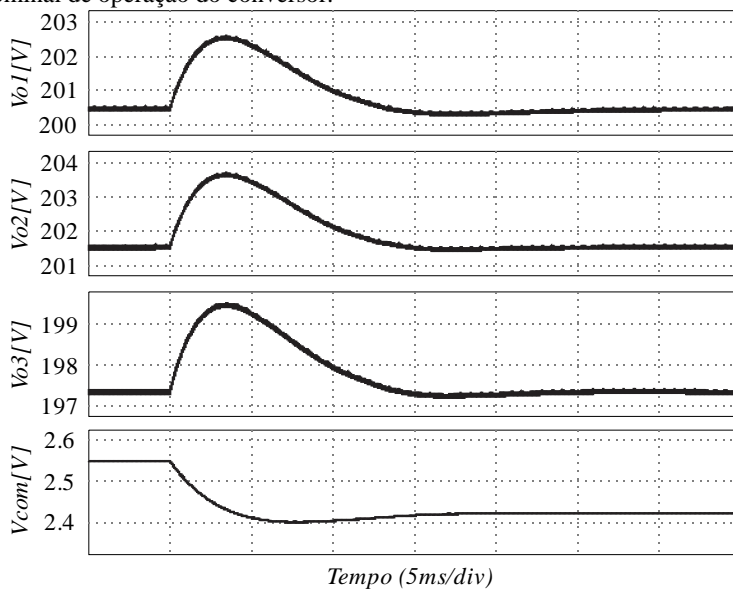
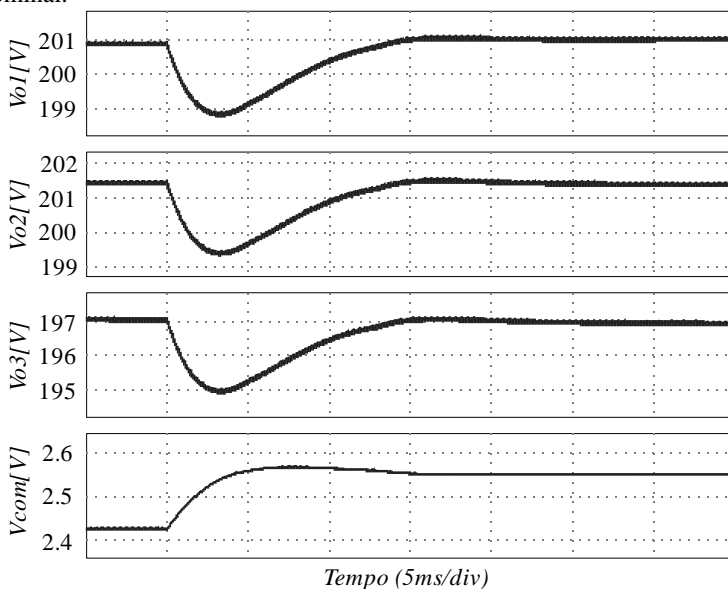


Figura 7.15 – Simulação do degrau de carga de 76,5 para 100% da potência nominal.

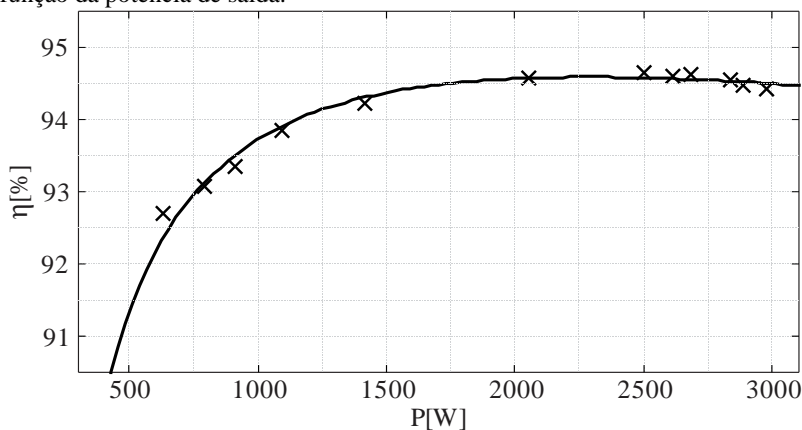


Para finalizar os testes, foi realizado o levantamento da curva de rendimento do protótipo em função da potência processada. A curva foi obtida com através do analisador de energia *Yokogawa WT1800* e ela é mostrada na Figura 7.16.

O levantamento da curva de rendimento consistiu em deixar o protótipo operando na potência nominal (3 kW) até que o conjunto chegasse ao regime térmico (aproximadamente uma hora de operação). Após atingir o regime térmico a carga foi decrementada gradativamente, mantendo a tensão de entrada e saída do conjunto em 600 V.

O rendimento máximo obtido com o protótipo foi de 94,62 % com a carga consumindo uma potência de 2,50 kW. O protótipo não foi otimizado para se obter um rendimento elevado e assim, considera-se o resultado ótimo. Elevado rendimento é uma das contribuições da conexão série, pois ela diminui os esforços aplicados nos interruptores, podendo, portanto utilizar componentes que possuíam perdas menores.

Figura 7.16 - Rendimento do conjunto de conversores conectados em série em função da potência de saída.



Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos nos testes em laboratório, através do protótipo construído, assim como as especificações e condições na qual esses resultados foram adquiridos.

Foram apresentados os resultados dos esforços de tensão e de corrente que os componentes pertencentes ao conjunto de conversores Flyback conectados em série e em condução descontínuo foram submetidos. Esses resultados comprovam a redução dos esforços nos componentes utilizados nessa forma de conexão. Assim como os testes

dinâmicos que comprovaram a existência do equilíbrio natural existente entre as tensões de entrada e de saída dos conversores pertencentes ao conjunto.

Por fim, foi apresentada uma curva de rendimento, em função da potência processada pelo conversor modular proposto nesse trabalho. Apesar de ser uma estrutura isolada obteve-se um rendimento elevado e esse ótimo resultado se deve ao fato de os conversores serem conectados em série.

## 8 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho propôs, analisou e verificou experimentalmente um conversor CC-CC modular e isolado, com conexão série-série, adequado para aplicações em alta tensão de entrada e de saída.

No capítulo 1 foi apresentada uma contextualização do tema, na qual foram abordadas as limitações tecnológicas dos semicondutores e alguma solução já existente para conversores CC-CC operando em alta tensão. Nele também foi apresentada a estrutura de potência proposta, que é baseada na associação em série de conversores do tipo Flyback em condução descontínua. Com esse arranjo, pode-se conectar  $n$  conversores em série, sem a necessidade de controlar individualmente a tensão de saída de cada conversor pertencente ao conjunto. A estrutura possibilita trabalhar com tensões elevada na entrada e na saída utilizando semicondutores de potência para baixa tensão.

Os capítulos 2, 3, 4 e 5, analisaram o funcionamento do conversor Flyback em modo de condução descontínua, a conexão série entre conversores CC e a conexão série entre conversores Flyback em modo de condução descontínuo. No capítulo 4 foi destacada a principal vantagem da topologia. A proposta que é o equilíbrio natural das tensões de entrada e de saída dos conversores. Esse equilíbrio natural entre as tensões de entrada e de saída evita a necessidade de controlar as tensões individuais de cada conversor na conexão série. Assim, é realizado apenas o controle da tensão de saída do conjunto para regular a tensão na carga.

O capítulo 6 abordou a metodologia de projeto utilizada para construir o protótipo. O dimensionamento dos circuitos de potência, de comando, de controle e de circuitos auxiliares desenvolvidos.

Os resultados experimentais estão apresentado no capítulo 7 e com base neles, pode-se verificar que o conversor atendeu todos os objetivos, validando a proposta de uma estrutura que possui um mecanismo natural de equilíbrio das tensões de entrada e de saída. Em testes dinâmicos, a estrutura manteve o equilíbrio entre as tensões aplicadas na entrada e saída de cada conversor pertencente ao conjunto, sem a necessidade de fazer o controle individual de cada conversor.

O trabalho também propôs o emprego de um circuito *snubber* não dissipativo, que funcionou adequadamente, o que validou a metodologia de projeto.

Apesar de ser uma estrutura isolada, obteve-se rendimento elevado, próximo de 94,5%. O resultado se deve ao fato de os

conversores serem conectados em série e ao uso de um circuito snubber não dissipativo. Com os conversores conectados em série reduzem-se os esforços aplicados aos interruptores, podendo assim utilizar componentes que possuíam perdas menores.

O autor sugere algumas propostas de estudos futuros visando explorar os benefícios do conversor:

- Estudar e montar um protótipo da topologia série-série utilizando conversores do tipo Flyback de duas chaves operando em DCM.
- Estudar a versão bidirecional do conversor (trocar os diodos do conversor Flyback por interruptores comandados).





## REFERÊNCIAS

- [1] ABB. IGCT - Integratéd Gaté Commutatéd Thyristors. 2013. Disponível em: <http://search-ext.abb.com>
- [2] Fujii, K.; Koellensperger, P.; De Doncker, R.W., Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs under Hard- and Soft-Switching Conditions, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE , vol., no., pp.1,7, 18-22 June 2006.
- [3] Giri, R.; Ayyanar, R.; Ledezma, E., Input-series and output-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and output voltage sharing, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE , vol.3, no., pp.1751,1756 Vol.3, 2004.
- [4] Chen, Wu; ruan, Xinbo; YAN, Hong; TSE, Chi K. DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control and Experimental Verifications. IEEE Transactions on, v. 24, n. 6, p. 1463-1474, 2009.
- [5] Deshang sha; kai deng; xiaozhong lia. Duty Cycle Exchanging Control for Input-Series-Output-Series Connected Two PS-FB DC-DC Converters. *Power Electronics*, IEEE Transactions, v. 27, p.1490-1501, Mar 2012.
- [6] Wu Chen; Xinbo Ruan; Hong Yan; Tse, C.K., DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications, Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.24, no.6, pp.1463,1474, June 2009.
- [7] Botton A.J.B. Conexão Série na Entrada e Série na Saída de Modulos CC-CC Isolados. Qualificação de tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.
- [8] Piontkewicz, R.J. Conversor CC-CC Modular Isolado para Elevadas Tensões de entrada e de saída. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 142p, Florianópolis, 2014.

- [9] Wu Chen; Xinbo Ruan; Hong Yan; Tse, C.K., DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.24, no.6, pp.1463,1474, June 2009.
- [10]Merwe, J. W. van der; mounon, H. du T. An Investigation of the Natural Balancing Mechanisms of Modular Input-Séries-Output-Séries DC-DC Converters. In: *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, Atlanta, [2010]. p. 817-822.
- [11]Sha, D.; Guo, Z.; Luo, T.; Liao, X.. A General Control Strategy for Input-Series-Output-Series Modular DC-DC Converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*. no.99.
- [12]J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications, *IEEE Transactions on*, vol. 49, pp.724-738, 2002.
- [13]Braga, H. A. C., Barbi, I. Conversores Estáticos Multiníveis- Uma Revisão. *SBA Controle &Automação*, v. 11, p. 20-28, 2000.
- [14]A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, A new neutral-point clamped PWM inverter, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-17, pp. 518–523,
- [15]Baker, R.H. Bridge Converter Circuit,U.S. Patent Number 4,270,163 May 1981..
- [16]T. A. Meynard and H. Foch, Multi-level conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters, in *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, 1992, pp. 397-403 vol.1.
- [17]Sha, Deshang; Deng, Kai; liao, Xiao Zhong. Duty Cycle Exchanging Control for Input-Séries-Output-Séries Connected Two PS-FB DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1490-1501, 2012.Referencia 5
- [18]Denizar Cruz Martins, Ivo Barbi – Conversores CC-CC Básicos Não Isolados, 2006, 2ª. Edição, Ed. do Autor.

- [19] Barbi, I. Projeto de Fontes Chaveadas. 2 ed, Edição do autor. 332p. Florianópolis, 2007.
- [20] Erickson, R. W.: Maksimovic, D. *Fundamentals of power electronics*. 2nd ed. ed., New York: Springer Science, 2001.
- [21] Datasheet B43501. Disponível em <<http://www.epcos.com/>>, acessado em 10 de Junho de 2013.
- [22] Datasheet IPW60R070C6. Disponível em <<http://www.infineon.com>>, acessado em 03 de outubro de 2013.
- [23] Datasheet STPSC606. Disponível em <<http://www.st.com>>, acessado em 10 de Junho de 2013.
- [24] Datasheet HS15559. Disponível em <<http://www.hsdissipadores.com.br>>, acessado em 11 de junho de 2013
- [25] Datasheet NEE25/10/6. Disponível em <<http://www.thornton.com.br>>, acessado em 11 de junho de 2013.
- [26] Datasheet UC3525. Disponível em <<http://www.fairchildsemi.com> >, acessado em 25 de junho de 2013.
- [27] Datasheet DRO100S25A. Disponível em <<http://www.supplier.ind.br>>, acessado em 25 de junho de 2013



## APENDICE A – Projeto dos dispositivos magnéticos

Neste apêndice será apresentada a metodologia de projeto de todos os componentes magnéticos utilizados no projeto. A referência [19] foi utilizada como base para todos os cálculos envolvidos.

### A.1 TRANSFORMADOR FLYBACK

Neste tópico será apresentada a metodologia de cálculo realizada para dimensionar o indutor acoplado do conversor Flyback.

A tabela A.1 traz as especificações utilizadas para iniciar o dimensionamento do indutor acoplado.

Tabela A.1 - Especificações de projeto do indutor acoplado do Flyback

Parâmetro	Valor
Indutância requerida	$L_m = 65,30 \times 10^{-6} \text{ H}$
Relação de transformação requerida	$a = \frac{N_p}{N_s} = 0,75$
Rendimento mínimo esperado	$\eta = 0,9$
Razão cíclica máxima	$D_{m\acute{a}x} = 0,425$
Valor de pico da corrente no primário do transformador	$I_{Lm\_k} \cong I_{sp} \cong 27,67 \text{ A}$
Valor médio da corrente no primário do transformador	$I_{Lm} \cong I_s \cong 5,19 \text{ A}$
Valor médio da corrente no secundário do transformador	$I_{Lms} \cong I_D \cong 4,74 \text{ A}$
Valor eficaz da corrente no primário do transformador	$I_{Lm\_ef} \cong I_{s\_ef} \cong 9,56 \text{ A}$
Valor eficaz da corrente no secundário do transformador	$I_{Lms\_ef} \cong I_{D\_ef} \cong 7,90 \text{ A}$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,24 \text{ T}$
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_w = 0,4$
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_p = 0,5$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

A partir das especificações da Tabela A.1, calcula-se qual o menor núcleo que pode ser utilizado. O produto da área da perna central pela área de janela do carretel é utilizado para fazer essa escolha.

$$A_e A_w = \frac{P_{on}}{K_p \cdot K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max} \cdot f_s} = 18,04 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.1})$$

Com base no cálculo de (A.1), foi escolhido o núcleo apresentado na tabela A.2.

Tabela A.2 – Núcleo escolhido

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	<b>NEE55/28/46</b>
Área da perna central	$A_e = 7,76 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 2,50 \text{ cm}^2$
Produto das áreas ( $A_e A_w$ )	$A_e \cdot A_w = 19,40 \text{ cm}^4$
Comprimento de médio de uma espira	$l_t = 18,8 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 47,71 \text{ cm}^3$
Massa do núcleo	$m_n = 0,240 \text{ kg}$
Perdas magnéticas @ 40kHz-0,12T	$P_p = 30 \text{ W/kg}$
Material	IP12

A partir dos parâmetros do núcleo, calcula-se o entreferro através de (A.2).

$$\delta = \frac{P_{on}/\eta}{B_{max}^2 \cdot A_e \cdot f_s} = 1,71 \text{ mm} \quad (\text{A.2})$$

Com o valor do entreferro e os parâmetros do núcleo, calcula-se o número de espiras do primário e do secundário, através de (A.3) e (A.4), respectivamente.

$$N_p = \frac{B_{max} \cdot \delta}{\mu_0 \cdot I_{Lm_k}} = 12 \quad (\text{A.3})$$

$$N_s = N_p \frac{1 - D_{max}}{D_{max}} = 16 \quad (\text{A.4})$$

Sabendo o número de espira necessário para a confecção do indutor acoplado, juntamente com os parâmetros do núcleo, faz-se o dimensionamento dos condutores. Devido à componente alternada da

corrente ser elevada, é necessário calcular qual a máxima profundidade de penetração da corrente no condutor, através de (A.5).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,038 \text{ cm} \quad (\text{A.5})$$

O diâmetro máximo do condutor que pode ser utilizado é definido por (A.6).

$$d_{fio} = 2 \cdot \Delta = 0,075 \text{ cm} \quad (\text{A.6})$$

Com o diâmetro máximo do condutor, foi escolhido o fio AWG26 (0,1287mm<sup>2</sup>), que tem sua secção definida por (A.7).

$$S_{cond} = 0,001287 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.7})$$

Logo, a secção requerida pelos enrolamentos primário e secundário, pode ser calculada por meio de (A.8) e (A.9) respectivamente.

$$S_{reqp} = \frac{I_{s_{ef}}}{\eta \cdot J_{max}} = 0,033 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.8})$$

$$S_{reqs} = \frac{I_{D_{ef}}}{J_{max}} = 0,026 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.9})$$

A partir da secção requerida, calcula-se o número de condutores em paralelo que devem ser utilizados no enrolamento primário e secundário, através de (A.10) e (A.11) respectivamente.

$$n_{fio_p} = \frac{S_{reqp}}{S_{cond}} = 16 \quad (\text{A.10})$$

$$n_{fio_s} = \frac{S_{reqs}}{S_{cond}} = 28 \quad (\text{A.11})$$

Com o núcleo escolhido e os condutores dimensionados, verifica-se a possibilidade de execução. A área ocupada por um condutor é dada pela equação (A.12), que considera a área do cobre mais a área do isolamento.

$$S_{fio\_iso} = 0,001671cm^2 \quad (A.12)$$

Área de janela ocupada pelos enrolamentos é calculada por (A.13).

$$A_{W\_min} = S_{fio\_iso} \cdot N_p \cdot n_{fio\_p} + 2 \cdot S_{fio\_iso} \cdot N_s \cdot n_{fio\_s} = 1,27cm^2 \quad (A.13)$$

A possibilidade de execução é calculada por (A.14).

$$k_u = \frac{A_{W\_min}}{A_w} = 0,51 \quad (A.14)$$

Como a possibilidade de execução é menor que 70 %, é possível a confecção desse transformador.

Sendo possível à confecção é realizado o calculo das perdas no indutor acoplado. Essas perdas são divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo.

A resistividade do condutor AWG26 (0,1287mm<sup>2</sup>) é dada por (A.15).

$$\rho_{cond} = 0,001789\Omega/cm \quad (A.15)$$

Logo, é calculada por (A.16) e (A.17) a resistência equivalente do enrolamento primário e secundário.

$$R_{ep} = \frac{l_t \cdot \rho_{cond} \cdot N_p}{n_{fio\_p}} = 0.013\Omega \quad (A.16)$$

$$R_{es} = \frac{l_t \cdot \rho_{cond} \cdot N_s}{n_{fio\_s}} = 0.022\Omega \quad (A.17)$$

As perdas no enrolamento primário e secundário são calculadas por (A.18) e (A.19) respectivamente.

$$P_{ep} = R_{ep} \cdot I_{S\_ef}^2 = 1,46W \quad (A.18)$$

$$P_{es} = R_{es} \cdot I_{D\_ef}^2 = 1,78W \quad (A.19)$$



As perdas magnéticas são calculadas por meio de parâmetros obtidos no catálogo do fabricante [25]. As perdas magnéticas são dadas em função da frequência e da excursão e da densidade de fluxo. Primeiramente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo, (A.20).

$$\Delta B = 0,12 \text{ T} \quad (\text{A.20})$$

A partir do catálogo do fabricante [25], obtém-se (A.21).

$$P_p = 30 \text{ W/kg} \quad (\text{A.21})$$

Em (A.22) calcula-se a perda em função da massa do núcleo.

$$P_{nucleo} = P_p \cdot m_n = 7,20 \text{ W} \quad (\text{A.22})$$

Logo, a perda no transformador é calculada por (A.23).

$$P_{TR} = P_{nucleo} + P_{ep} + P_{es} = 10,44 \text{ W} \quad (\text{A.23})$$

A partir da potência dissipada no transformador, é possível calcular sua elevação de temperatura, por (A.24).

$$\Delta T = P_{TR} \cdot 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 79,85 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{A.24})$$

## A.2 INDUTOR DO CIRCUITO SNUBBER REGENERATIVO

Neste tópico será apresentada a metodologia de cálculo realizada para dimensionar o indutor do circuito snubber regenerativo.

A tabela A.3 traz as especificações utilizadas para iniciar o dimensionamento do indutor do snubber .

Tabela A.3 - Especificações do dimensionamento do indutor do circuito snubber regenerativo

Parâmetro	Valor
Indutância requerida	$L_{sb} = 5 \times 10^{-6} \text{ H}$
Corrente de pico no indutor	$I_{sb\_k} \cong 30 \text{ A}$
Corrente eficaz no indutor	$I_{sb\_ef} \cong 4,7 \text{ A}$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,25 \text{ T}$
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_w = 0,7$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

A partir das especificações da Tabela A.3, calcula-se qual o menor núcleo que pode ser utilizado. O produto da área da perna central com a área de janela do carretel é utilizado para fazer essa escolha.

$$A_e A_w = \frac{L_{sb} \cdot I_{sb\_k} \cdot I_{sb\_ef}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = 0,12 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.25})$$

Com base no cálculo da equação (A.25), foi escolhido o núcleo Apresentado na Tabela A.4.

Tabela A.4 – Núcleo escolhido do indutor do circuito snubber

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE25/10/6
Área da perna central	$A_e = 0,86 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 0,45 \text{ cm}^2$
Produto das áreas ( $A_e A_w$ )	$A_e \cdot A_w = 0,39 \text{ cm}^4$
Comprimento de médio de uma espira	$l_t = 5,60 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 4,20 \text{ cm}^3$
Massa do núcleo	$m_n = 11 \text{ g}$
Perdas magnéticas @ 40kHz-0,12T	$P_p = 30 \text{ W/kg}$
Material	IP12

A partir dos parâmetros Tabela A.4, calcula-se o número de espiras e o entreferro necessário por meio de (A.26) e (A.27) respectivamente.

$$N_{sb} = \frac{L_{sb} \cdot I_{sb\_k}}{B_{max} \cdot A_e} = 8 \quad (\text{A.26})$$

$$\delta = \frac{N_{sb} \cdot A_e \cdot \mu_0}{L_{sb}} = 0,17 \text{ mm} \quad (\text{A.27})$$

Sabendo-se o numero de espira necessário para a confecção do indutor acoplado, juntamente com os parâmetros do núcleo, faz-se o dimensionamento dos condutores. Devido à componente alternada da corrente ser elevada, é necessário calcular qual a máxima profundidade de penetração da corrente no condutor, por de (A.28).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,038 \text{ cm} \quad (\text{A.28})$$

O diâmetro máximo do condutor que pode ser utilizado é definido por (A.29).

$$d_{fio} = 2 \cdot \Delta = 0,075 \text{ cm} \quad (\text{A.29})$$

Com o diâmetro máximo do condutor, foi escolhido o fio AWG25, que tem sua secção definida por (A.30).

$$S_{cond} = 0,001624 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.30})$$

Logo, a secção requerida pelos enrolamentos é calculada por (A.31).

$$S_{req} = \frac{I_{sb\_ef}}{J_{max}} = 0,013 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.31})$$

A partir da secção requerida, calcula-se o número de condutores em paralelo que devem ser utilizados no enrolamento, de acordo com (A.32).

$$n_{fio} = \frac{S_{req}}{S_{cond}} = 12 \quad (\text{A.32})$$

Com o núcleo escolhido e os condutores dimensionados, verifica-se a possibilidade de execução. A área ocupada por um condutor é dada por (A.33), que considera a área do cobre mais a área do isolamento.

$$S_{fio\_iso} = 0,002047 cm^2 \quad (A.33)$$

Área de janela ocupada pelos enrolamentos é calculada por (A.34).

$$A_{w\_min} = \frac{S_{fio\_iso} \cdot N_{sb} \cdot n_{fios}}{k_w} = 0,25 cm^2 \quad (A.34)$$

A possibilidade de execução é calculada por (A.35).

$$k_u = \frac{A_{w\_min}}{A_w} = 0,55 \quad (A.35)$$

Como a possibilidade de execução é menor que 70 %, é possível a confecção desse indutor.

Sendo possível a confecção é realizado o calculo das perdas no indutor. Essas perdas são divididas em duas etapas, perdas no cobre e perdas no núcleo.

A resistividade do condutor AWG25 é dada por (A.36).

$$\rho_{cond} = 0,001419 \Omega/cm \quad (A.36)$$

Logo, é calculado por (A.37) a resistência equivalente do enrolamento.

$$R_e = \frac{l_t \cdot \rho_{cond} \cdot N_{sb}}{n_{fio\_p}} = 2,44 m\Omega \quad (A.37)$$

A perda no enrolamento é calculada por (A.38).

$$P_e = R_e \cdot I_{sb\_ef}^2 = 0,05 W \quad (A.38)$$

As perdas magnéticas são calculadas por meio de parâmetros obtidos no catálogo do fabricante [25]. As perdas magnéticas são dadas em função da frequência e da excursão e da densidade de fluxo. Primeiramente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo, (A.39).

$$\Delta B = 0,2 T \quad (A.39)$$

A partir do catálogo do fabricante, [25], obtém-se (A.40).

$$P_p = 30 \text{ W/kg} \quad (\text{A.40})$$

Em (A.41) calcula-se a perda em função da massa do núcleo.

$$P_{nucleo} = P_e \cdot m_n = 0,33 \text{ W} \quad (\text{A.41})$$

Logo, a perda no transformador é calculada por (A.42).

$$P_{TR} = P_{nucleo} + P_e = 0,38 \text{ W} \quad (\text{A.42})$$

A partir da potência dissipada no indutor, é possível calcular sua elevação de temperatura, por (A.43).

$$\Delta T = P_{TR} \cdot 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 7,26 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{A.43})$$